



TESIS- TE142599

**KONTROL VARIABEL KECEPATAN MOTOR INDUKSI
BERBASIS RANGKAIAN MULTILEVEL INVERTER
JEMBATAN-H BERTINGKAT UNTUK APLIKASI
SISTEM PENGGERAK PADA MOBIL LISTRIK
(ELCTRIC CAR)**

MUHAMAD OTONG
2210201005

DOSEN PEMBIMBING
Prof.Dr.(Eng).Ir. Imam Robandi, M.T.
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

**PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK SISTEM TENAGA
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2016**



THESES- TE142599

VARIABLE SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR BASE ON CASCADED H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER FOR DRIVE SYSTEMS IN ELECTRIC CAR APLICATION

MUHAMAD OTONG
2210201005

ADVISOR

Prof.Dr.(Eng).Ir. Imam Robandi, M.T.
Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

**MAGISTER PROGRAM
POWER SYSTEM ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY
SEPULUH NOPEMBER INSTITUTE OF TECHNOLOGY
SURABAYA
2016**

Tesis ini disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar
Magister Teknik (MT)
Di
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Oleh:
Muhamad Otong
NRP. 2210201005

Tanggal ujian : 24 Juni 2016
Periode Wisuda : September 2016

Disetujui oleh:

1. Prof. Dr. Eng. Ir. Imam Rohandi, M.T (Pembimbing I)
NIP. 196308171990031001
2. Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D. (Pembimbing II)
NIP. 197311192000031001
3. Prof. Ir. Mochamad Ashari, M.Eng., Ph.D (Penguji)
NIP. 196510121990031003
4. Dr. Ir. Soedibjo, M.MT. (Penguji)
NIP. 195512071980031004
5. Dr.Eng. I Made Yulistya Negara, ST., M.Sc. (Penguji)
NIP. 197007121998021001
6. Dr. Dimas Anton Asfani, S.T., M.T. (Penguji)
NIP. 198109052005011002



Direktur Program Pascasarjana

Prof. Ir. Djauhar Manfaat, M.Sc, Ph.D
NIP. 196012021987011001

KONTROL VARIABEL KECEPATAN MOTOR INDUKSI BERBASIS RANGKAIAN MULTILEVEL INVERTER JEMBATAN-H BERTINGKAT UNTUK APLIKASI SISTEM PENGGERAK PADA MOBIL LISTRIK (ELECTRIC CAR)

Nama : Muhamad Otong
NRP : 2210201005
DosenPembimbing I : Prof. Dr.(Eng). Ir. Imam Robandi, M.T.
DosenPembimbing II : Dedet Candra Riawan, ST., M.Eng., Ph.D.

ABSTRAK

Desain mesin penggerak pada mobil listrik dirancang dengan menerapkan sistem *variable speed drive* motor induksi berbasis rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat. Pengendalian variabel kecepatan putar motor induksi dilakukan dengan cara mengendalikan variabel *magnitude* dan frekuensi keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat. Tegangan keluaran rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat disintesa dengan menggunakan teknik modulasi *switching unipolar sinusoidal pulse width modulation* (SPWM), yang tujuannya adalah untuk memperbaiki cacat harmonisa, menaikkan tegangan, dan untuk mengurangi interferensi elektromagnetik. Untuk aplikasi sistem *variable speed drive* motor induksi, tegangan keluaran rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat dibangkitkan dan dioperasikan dengan mensintesa tegangan referensi yang berasal dari algoritma model *field oriented control* (FOC) motor induksi. Pengujian dan *mode* pengoperasian rangkain multilevel inverter jembatan-H bertingkat diterapkan pada sistem *variable speed drive* motor induksi dan dilakukan untuk mengetahui kinerja sistem dalam keadaan *transient* dan *steady-state* dengan menggunakan simulasi *software* Matlab/Simulink . Respon hasil simulasi menunjukkan kesesuaian konsep yang telah diusulkan.

KataKunci : mobil listrik, variable speed drive, motor induksi, field oriented control (FOC), Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter

VARIABLE SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR BASE ON CASCADED H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER FOR DRIVE SYSTEMS IN ELECTIC CAR APLICATION

Student Name : Muhamad Otong

NRP : 2210201005

Advisor I : Prof. Dr.(Eng). Ir. Imam Robandi, M.T.

Advisor II : Dedet Candra Riawan, S.T., M.Eng., Ph.D.

ABSTRACT

Design of traction machine for electric car implemented using induction motor variable speed drive systems based on cascaded H-bridge (CHB) multilevel inverter circuits. Variable speed induction motor load supplied by controlled voltage sources CHB multilevel inverter. Control of output voltage CHB multilevel inverter synthesized using unipolar sinusoidal pulse width modulation (SPWM). Output voltage CHB multilevel inverter generated by synthesizing the reference voltage derived from field oriented control (FOC) induction motor model algorithms. Testing ferformance CHB multilevel done for knowing in transient and steady-state operating mode using simulation Matlab/Simulink. Result of the response simulation have shown compliance with the proposed concept.

Keywords: electric car, Variable Speed Drives, Induction Motors, field oriented control (FOC), Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters

DAFTAR ISI

	Halaman
JUDUL	i
LEMBAR PERSETUJUAN TESIS	v
SURAT PERNYATAAN KEASLIAN TESIS	vii
ABSTRAK.....	ix
ABSTRACT	xi
KATA PENGANTAR	xiii
DAFTAR ISI	xv
DAFTAR GAMBAR	xvii
DAFTAR TABEL	xxi
DAFTAR SIMBOL DAN SINGKATAN.....	xxiii
BAB 1 PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Perumusan Masalah.....	3
1.3 Tujuan Penelitian.....	4
1.4 Kontribusi Penelitian.....	4
1.5 Asumsi Pembahasan dan Batasan Masalah.....	4
1.6 Sistematika Penulisan Laporan Tesis	5
BAB 2 MULTILEVEL INVERTER JEMBATAN-H BERTINGKAT	
(CASCADED H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER)	7
2.1 Modul Rangkain Inverter <i>H-bridge</i>	7
2.2 <i>Unipolar Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (SPWM)	8
2.3 Topologi Rangkaian CHB Multilevel Inverter.....	9
2.4 Skema <i>Phase-shifted</i> SPWM pada Rangkaian CHB	
Multilevel Inverter.....	12
BAB 3 DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR INDUKSI.....	15
3.1 Pemodelan Dinamik Motor Induksi	15
3.2 Konfigurasi Sistem Kontrol Kecepatan Motor Induksi.....	16
3.3 Blok <i>Slip Estimation</i>	17
3.4 Blok Transformasi abc–dq : Sinyal Pengukuran Arus Stator	18
3.5 Sinyal Referensi Arus Stator i_s^* pada Sumbu-q	18
3.6 Blok Sinyal Referensi Arus Stator i_s^* pada Sumbu-d	18
3.7 Desain Kontroler Arus	19
3.7.1 Kontroler PI dan Kompensasi Non-linier Arus Stator	
Sumbu-d.....	19
3.7.1 Kontroler PI dan Kompensasi Non-linier Arus Stator	

Sumbu-q.....	20
3.8 Desain Kontroler PI Kecepatan.....	22
3.9 Transformasi dq–abc : Sinyal Referensi Tegangan Stator	23
BAB 4 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS	25
4.1 Data dan Parameter Simulasi.....	25
4.2 Pengujian Rangkaian Multilevel Inverter	
Jembatan-H bertingkat.....	28
4.3 Simulasi <i>Closed-loop</i> Sistem <i>Variable Speed Drive</i> (VSD)	
Motor Induksi	34
4.3.1 Skenario 1 : Torsi Beban Terhadap Kecepatan Konstan	
(<i>Cruise Mode</i>).....	34
4.3.2 Skenario 2 : Torsi Beban Terhadap Kecepatan Variabel	
(<i>City Driving Mode</i>)	47
BAB 5 PENUTUP	61
5.1 Kesimpulan.....	61
5.2 Saran dan Kelanjutan <i>Road-Map</i> Penelitian	61
DAFTAR PUSTAKA	63

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Diagram rangkaian inverter H-bridge satu fasa	7
Gambar 2.2	Unipolar PWM untuk modul inverter H-bridge $m_a = 0,8$ dan $m_f = 15$ ($f_m = 60\text{ H}$, $f_c = 900\text{ H}$).....	8
Gambar 2.3	Rangkaian <i>CHB multilevel inverter 5-level</i>	10
Gambar 2.4	Rangkaian <i>CHB multilevel inverter</i> per-fasa : 7-level dan 9-level	12
Gambar 3.1	Diagram blok Sistem kontrol kecepatan motor induksi.....	18
Gambar 3.2	Blok diagram kontroler PI dan kompensasi umpan-maju (<i>feedforward</i>) non-linier untuk sub-sistem kontrol arus stator sumbu-d	20
Gambar 3.3	Blok diagram kontroler PI dan kompensasi umpan-maju (<i>feedforward</i>) non-linier untuk sub-sistem kontrol arus stator sumbu-q	21
Gambar 3.4	Blok diagram kontroler PI untuk kontrol variabel kecepatan sudut rotor motor induksi.....	23
Gambar 4.1.	Blok sistem <i>variable speed drive</i> motor induksi.....	26
Gambar 4.2.	Blok estimator motor induksi.....	27
Gambar 4.3.	Blok pengendali kecepatan (<i>speed controller</i>) motor induksi....	27
Gambar 4.4.	Blok pengendali arus (<i>current controller</i>) motor induksi.....	27
Gambar 4.5.	Pengujian rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat.....	28
Gambar 4.6.	PWM pada rangkaian <i>gate driver</i> (fasa-a).....	28
Gambar 4.7.	Topologi rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat (hanya fasa-a yang ditunjukkan).....	29
Gambar 4.8.	Sinyal referensi sinusoidal.....	30
Gambar 4.9.	Keluaran gelombang tegangan oleh rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat.....	30
Gambar 4.10.	Tampilan <i>zoom-0</i> dari gambar 4.8.....	31
Gambar 4.11.	Tampilan <i>zoom-1</i> Gambar 4.9.....	31
Gambar 4.12.	Spektrum harmonik pada $m_a = 0,2$ dan $m_f = 200$	32
Gambar 4.13.	Spektrum harmonik pada $m_a = 0,4$ dan $m_f = 200$	32
Gambar 4.14.	Spektrum harmonik pada $m_a = 0,6$ dan $m_f = 200$	33
Gambar 4.15.	Spektrum harmonik pada $m_a = 0,8$ dan $m_f = 200$	33
Gambar 4.16.	Spektrum harmonik pada $m_a = 1,0$ dan $m_f = 200$	33
Gambar 4.17.	<i>Input</i> sinyal referensi kecepatan rotor motor induksi.....	34
Gambar 4.18.	Sinyal torsi beban yang mensimulasikan kondisi gangguan.....	35
Gambar 4.19.	Respon aktual kecepatan rotor motor induksi	35
Gambar 4.20.	Tampilan diperbesar (<i>zoom</i>) dari gambar 4.19.....	36
Gambar 4.21.	Respon torsi elektromagnetik pada kecepatan konstan.....	37
Gambar 4.22.	Tampilan diperbesar (<i>zoom</i>) dari gambar 4.21.....	38
Gambar 4.23.	Sinyal referensi tegangan dihasilkan oleh <i>current controller</i> untuk sinyal input ke multilevel inverter (skenario-1).....	39
Gambar 4.24.	Tampilan <i>Zoom-16</i> dari gambar 4.23	39

Gambar 4.25. Tampilan <i>Zoom-17</i> dari gambar 4.23.....	40
Gambar 4.26. Tampilan <i>Zoom-18</i> dari gambar 4.23.....	40
Gambar 4.27. Tampilan <i>Zoom-19</i> dari gambar 4.23.....	40
Gambar 4.28. Keluaran tegangan multilevel inverter fasa-a.....	41
Gambar 4.29. Tampilan <i>Zoom-20</i> dari gambar 4.28	41
Gambar 4.30. Tampilan <i>Zoom-21</i> dari gambar 4.28.....	41
Gambar 4.31. Tampilan <i>Zoom-22</i> dari gambar 4.28.....	41
Gambar 4.32. Tampilan <i>Zoom-23</i> dari gambar 4.28.....	42
Gambar 4.33. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m.....	42
Gambar 4.34. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 6$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban).....	42
Gambar 4.35. Respon arus stator motor induksi pada kecepatan rotor konstan.....	44
Gambar 4.36. Tampilan <i>Zoom-12</i> dari gambar 4.35.....	44
Gambar 4.37. Tampilan <i>Zoom-13</i> dari gambar 4.35.....	44
Gambar 4.38. Tampilan <i>Zoom-14</i> dari gambar 4.35.....	45
Gambar 4.39. Tampilan <i>Zoom-15</i> dari gambar 4.35.....	45
Gambar 4.40. Spektrum harmonik arus stator motor induksi saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m.....	46
Gambar 4.41. Spektrum harmonik arus stator motor induksi saat $t = 6$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban).....	46
Gambar 4.42 Sinyal referensi kecepatan rotor motor induksi bervariasi.....	47
Gambar 4.43 Sinyal input gangguan torsi beban pada motor induksi.....	47
Gambar 4.44 Respon aktual kecepatan rotor motor induksi.....	48
Gambar 4.45. Tampilan diperbesar (<i>zoom</i>) dari gambar 4.42.....	48
Gambar 4.46. Respon torsi elektromagnetik pada kecepatan bervariasi.....	49
Gambar 4.47. Tampilan diperbesar (<i>zoom-29</i>) dari gambar 4.46.....	50
Gambar 4.48. Tampilan diperbesar (<i>zoom-30</i>) dari gambar 4.46.....	50
Gambar 4.49. Tampilan diperbesar (<i>zoom-31</i>) dari gambar 4.46.....	51
Gambar 4.50. Tampilan diperbesar (<i>zoom-32</i>) dari gambar 4.46.....	51
Gambar 4.51. Tampilan diperbesar (<i>zoom-33</i>) dari gambar 4.46.....	52
Gambar 4.52. Sinyal referensi tegangan yang dihasilkan oleh <i>current</i> <i>controller</i> untuk sinyal input ke multilevel inverter (skenario-2).....	52
Gambar 4.53. Tampilan <i>Zoom-40</i> dari gambar 4.52.....	52
Gambar 4.54. Tampilan <i>Zoom-41</i> dari gambar 4.52.....	53
Gambar 4.55. Tampilan <i>Zoom-42</i> dari gambar 4.52.....	53
Gambar 4.56. Tampilan <i>Zoom-43</i> dari gambar 4.52.....	53
Gambar 4.57. Keluaran tegangan multilevel inverter fasa-a.....	54

Gambar 4.58. Tampilan <i>Zoom-44</i> dari gambar 4.57.....	54
Gambar 4.59. Tampilan <i>Zoom-45</i> dari gambar 4.57.....	54
Gambar 4.60. Tampilan <i>Zoom-46</i> dari gambar 4.57.....	55
Gambar 4.61. Tampilan <i>Zoom-47</i> dari gambar 4.57.....	55
Gambar 4.62. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m.....	56
Gambar 4.63. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 5.35$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban).....	42
Gambar 4.64. Respon arus stator motor induksi pada kecepatan rotor bervariasi.....	57
Gambar 4.65. Tampilan <i>Zoom-34</i> dari gambar 4.64.....	57
Gambar 4.66. Tampilan <i>Zoom-35</i> dari gambar 4.64.....	58
Gambar 4.67. Tampilan <i>Zoom-36</i> dari gambar 4.64.....	58
Gambar 4.68. Tampilan <i>Zoom-37</i> dari gambar 4.64.....	58
Gambar 4.69. Tampilan <i>Zoom-38</i> dari gambar 4.64.....	59
Gambar 4.70. Tampilan <i>Zoom-39</i> dari gambar 4.64.....	59
Gambar 4.71. Spektrum harmonik arus stator motor induksi saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m.....	60
Gambar 4.41. Spektrum harmonik arus stator motor induksi saat $t = 5.35$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan <i>steady-state</i> 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban).....	46

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1. Level tegangan dan kondisi saklar pada rangkaian <i>CHB multilevel inverter 5-level</i>	11
Tabel 4.1. Data motor induksi 3 fasa.....	25
Tabel 4.2. Data rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat 5-level.....	26
Tabel 4.3. Hasil perhitungan <i>output</i> tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat, frekuensi dasar $f = 60$ Hz, $V_d = 375.6$ V l.....	34

DAFTAR SIMBOL DAN SINGKATAN

AC	<i>Alternating Current</i>
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
C_d	<i>Kapasitor DC-link</i>
DC	<i>Direct Current</i>
d-q	<i>Sumbu koordinat direct-quadrature</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
Hz	<i>Hertz</i>
ICE	<i>Internal Combustion Engine</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
Kw	<i>Kilo Watt</i>
Kg.m^2	<i>Kilogram meter persegi</i>
KHz	<i>Kilo Hertz</i>
N.m.s	<i>Newton meter second</i>
N.m	<i>Newton meter</i>
PI	<i>Proportional- Integral</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
rad	<i>radian</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
S_1	<i>Saklar / Switch</i>
THD	<i>Total Harmonik distortion</i>
VSD	<i>Variable Speed Drive</i>
V	<i>Volt</i>
V_d	<i>Tegangan DC link/bus</i>
V_A	<i>Keluaran tegangan simpul A dan B</i>
v_m	<i>Sinyal tegangan modulasi</i>
v_c	<i>Sinyal Tegangan carrier segitiga</i>
v_{g1}	<i>Sinyal gate</i>
m_a	<i>Indeks Modulasi Amplitudo</i>

m_f	<i>Indeks Modulasi Frekuensi</i>
f_m	<i>Frekuensi dasar Sinyal Modulasi</i>
f_c	<i>Frekuensi sinyal carrier segitiga</i>
v_A	<i>Keluaran tegangan inverter Simpul A dan N (netral)</i>
v_B	<i>Keluaran tegangan inverter Simpul B dan N (netral)</i>
v_{H1}	<i>Keluaran tegangan tiap modul rangkaian H-Bridge</i>
E	<i>Tegangan DC</i>
m	<i>Jumlah level keluaran tegangan CHB multilevel inverter</i>
N_S	<i>Jumlah saklar IGBT</i>
w_c	<i>Sudut beda fasa gelombang carrier segitiga</i>
\hat{V}_m	<i>Amplitudo tegangan sinyal modulasi fasa A</i>
\hat{V}_c	<i>Amplitudo tegangan sinyal carrier segitiga</i>
$i_s(t)$	<i>Arus stator sumbu-d</i>
$\omega_s(t)$	<i>Kecepatan sinkron</i>
$i_s(t)$	<i>Arus stator sumbu-q</i>
k_r	<i>Koefisien rotor</i>
r_σ	<i>Koefisien</i>
τ_r	<i>Konstanta waktu rotor</i>
$j_r(t)$	<i>Fluks magnet rotor sumbu-d</i>
r_σ	<i>Koefisien</i>
$u_s(t)$	<i>Tegangan stator sumbu-d</i>
$\omega_e(t)$	<i>Kecepatan sudut elektrik rotor</i>
$u_s(t)$	<i>Tegangan stator sumbu-q</i>
L_h	<i>Induktansi mutual motor induksi</i>
f_d	<i>Koefisien gesekan rotor motor induksi</i>
J_m	<i>Momen inersia motor induksi</i>
$\omega_m(t)$	<i>Kecepatan sudut mekanik rotor</i>
Z_p	<i>Jumlah pasang kutub magnet</i>
L_r	<i>Induktansi bocor kumparan rotor</i>
T_L	<i>Torsi beban</i>
T_e	<i>Torsi elektromagnetik</i>
$\theta_s(t)$	<i>Posisi sudut sinkron</i>

θ_r	<i>Posisi sudut sinkron</i>
$\alpha - \beta$	<i>Clark Transformation</i>
d-q	<i>Park Transformation</i>
\bar{i}_s	<i>Arus stator sumbu-α</i>
\bar{i}_s	<i>Arus stator sumbu-β</i>
\bar{i}_s^*	<i>Sinyal referensi arus stator sumbu-q</i>
T_e^*	<i>Sinyal referensi torsi elektromagnetik</i>
\bar{j}_r^*	<i>Sinyal referensi fluks magnet rotor sumbu-d</i>
\bar{i}_s^*	<i>Sinyal referensi arus stator sumbu-d</i>
$\hat{u}_s(t)$	<i>Sinyal auxiliary tegangan stator sumbu-d</i>
$I_s(s)$	<i>Transformasi Laplace Arus stator sumbu-d</i>
$\bar{U}_s(s)$	<i>Transformasi Laplace auxiliary tegangan stator sumbu-d</i>
K_P^d	<i>Konstanta proportional kontroler arus stator sumbu-d</i>
τ_I^d	<i>Konstanta waktu integral arus stator sumbu-d</i>
ω_n	<i>Bandwidth kontroler arus stator sumbu-d</i>
ζ_d	<i>Koefisien peredaman kontroler arus stator sumbu-d</i>
K_I^d	<i>Konstanta Integral kontroler arus stator sumbu-d</i>
\hat{u}_s	<i>Sinyal auxiliary tegangan stator sumbu-q</i>
$I_s(s)$	<i>Transformasi Laplace Arus stator sumbu-q</i>
$\bar{U}_s(s)$	<i>Transformasi Laplace auxiliary tegangan stator sumbu-q</i>
K_P^q	<i>Konstanta proportional kontroler arus stator sumbu-q</i>
τ_I^q	<i>Konstanta waktu integral arus stator sumbu-q</i>
ω_n	<i>Bandwidth kontroler arus stator sumbu-q</i>
ζ_q	<i>Koefisien peredaman kontroler arus stator sumbu-q</i>
K_I^q	<i>Konstanta Integral kontroler arus stator sumbu-q</i>
\bar{j}_r^s	<i>Fluks magnet rotor sumbu-d dalam keadaan steady-state</i>
$h(s)$	<i>Transformasi Laplace kecepatan rotor</i>
K_P^ω	<i>Konstanta proportional kontroler kecepatan</i>
τ_I^ω	<i>Konstanta integral kontroler kecepatan</i>
ω_n	<i>Bandwidth kontroler kecepatan</i>

ζ	<i>Koefisien peredaman kontroler</i>
τ_I^ω	<i>Konstanta waktu integral kecepatan</i>
v_a, v_b dan v_c	<i>Tegangan fasa A, B dan C</i>
v_s	<i>Tegangan stator sumbu-d</i>
v_s	<i>Tegangan stator sumbu-q</i>
v_s	<i>Tegangan stator sumbu-α</i>
v_s	<i>Tegangan stator sumbu-β</i>
u_{s0}	<i>Tegangan stator sumbu-nol</i>

BAB I

PENDAHULUAN

1.1. Latar Belakang

Berkembangnya penggunaan mobil disektor transportasi darat yang menerapkan teknologi motor bakar atau ICE (*internal combustion engine*), merupakan salah satu bentuk kemajuan teknologi yang telah dicapai dalam industri otomotif sekarang ini. Penggunaan mobil ICE telah banyak berkontribusi dalam memenuhi semua kebutuhan mobilitas manusia (barang atau jasa), mempercepat pertumbuhan kemajuan ekonomi, tumbuhnya masyarakat modern, untuk peratahanan-keamanan, dan lain sebagainya [1]-[5].

Namun, karena mobil ICE dioperasikan dengan menggunakan sumber energi yang berasal dari bahan-bakar minyak dan juga mengeluarkan emisi gas dari hasil pengoperasiannya, maka efek-samping negatif dari banyak-nya penggunaan mobil ICE telah menyebabkan masalah serius terhadap pencemaran dan kerusakan lingkungan. Polusi udara, pemanasan global (*global warming*), dan hujan asam ; adalah beberapa efek-samping dan tantangan masalah yang telah ditimbulkan oleh pengoperasian mobil ICE. Selain itu, masalah lain yang timbul adalah berkurangnya cadangan energi minyak bumi (krisis energi) yang diperkirakan akan habis, dan fluktuasi harga bahan bakar minyak yang terus semakin mahal. Oleh karena itu, perlu kiranya untuk mencari alternatif bentuk (model) mesin penggerak mobil yang dioperasikan dengan sumber energi alternatif yang tidak menggunakan energi bahan bakar minyak [1]-[18].

Mobil listrik (*electric car*) merupakan salah satu solusi yang ditawarkan dalam konsep sistem transportasi-berkelanjutan (*sustainable transportation*) dan energi ramah lingkungan. Solusi utama yang ditawarkan oleh model mobil listrik ini adalah dengan mengganti penggunaan mesin/motor bakar (ICE) dengan menggunakan motor listrik, dan mengganti tangki bahan bakar minyak dengan menggunakan baterai sebagai elemen sumber energi listriknya [19].

Ada beberapa keuntungan dikembangkannya mobil listrik sebagai alat transportasi darat, yaitu diantaranya adalah : (a) sumber energi listriknya dapat diperoleh dari bentuk energi yang ramah lingkungan dan dapat diperbaharui (*renewable energy*), (b) tidak menghasilkan emisi partikel/gas buang (*zero emission*), (c) perawatan-nya relatif mudah (*low maintenance*), (d) dapat mempunyai fitur pengereman *regenerative*, dan (e) lebih efisien [1]-[19].

Walaupun mobil listrik terlihat lebih menguntungkan dan begitu menjanjikan, namun beberapa masalah dan tantangan tetap ada dalam perancangan dan pengembangan-nya, terutama sekali pada masalah persediaan energi listrik yang harus dibawa oleh kendaraan. Besarnya jumlah energi listrik yang harus disediakan, usia pakai yang pendek (*lifetime*), kerapatan energi dan kerapatan daya listrik yang rendah (*energy and power density*), berat (*weight*), dan biaya mahal (*cost*), adalah beberapa kelemahan dan tantangan masalah yang harus diatasi pada baterai yang berfungsi sebagai elemen penyimpan [7]-[18].

Untuk mengatasi masalah ketersediaan sumber daya listrik yang handal dan juga dapat mengurangi berat pada kendaraan, suatu metode hibrid dilakukan dengan menggabungkan baterai dan superkapasitor [7]-[14]. Pada literatur [15]-[18], jenis mobil listrik alternatif lain yang disebut dengan istilah mobil matahari (*solar car*) yang mengembangkan sumber daya listrik dengan cara meng-hibrid baterai, superkapasitor dan modul *photovoltaic* (PV). Keuntungan yang utama dalam pengembangan jenis mobil matahari ini adalah bahwa energi listriknya dapat diserap/diambil secara langsung dari cahaya matahari dengan menggunakan modul PV, sehingga dengan demikian dapat menambah persediaan energi listrik dan memperpanjang jarak yang dapat ditempuh oleh kendaraan (mobil).

Pada mobil listrik, pemilihan dan penggunaan motor listrik merupakan tahap awal yang penting dalam perancangannya. Motor induksi merupakan salah satu jenis dari motor listrik AC (*alternating Current*) yang dapat dipilih dan digunakan sebagai mesin penggerak mekanis alternatif pada mobil listrik [19]-[26]. Alasan digunakannya motor induksi sebagai mesin penggerak kendaraan adalah karena mempunyai beberapa keuntungan, yang antara lain yaitu, bentuknya sederhana (*simple*), konstruksinya kokoh, tahan terhadap getaran mekanis, dapat

dioperasikan pada kondisi lingkungan yang ekstrim (ber-air atau ber-debu), relatif murah, tahan terhadap kondisi beban lebih (*overload*), dan perawatannya relatif mudah (*low maintenance*). Namun disisi lain, kerugiannya adalah sulitnya mengendalikan atau mengontrol variabel kecepatan (*speed control*) motor induksi tersebut dengan baik [27]- [31].

Pengendalian variabel kecepatan motor induksi menghendaki suatu rangkaian konverter tegangan DC ke AC yang terkendali (*AC voltage sources controlled*) atau disebut juga dengan istilah “*inverter*” [32]-[33]. Dalam tesis ini, diusulkan suatu bentuk rangkaian konverter tegangan DC keAC dengan bentuk topologi multilevel inverter jembatan-H bertingkat (*cascaded H-bridge multilevel inverter*). Bentuk topologi *cascaded H-bridge (CHB) multilevel inverter* merupakan rangkaian konverter elektronika daya yang sangat populer dan cocok untuk aplikasi yang membutuhkan daya tinggi (*high power*), menghendaki sejumlah suplai daya DC (*direct current*) yang besar dan terpisah (*isolated*). Untuk aplikasi mobil listrik, biasanya suplai daya DC berasal dari baterai atau *photovoltaic* (PV) atau *fuel-cell*, atau superkapasitor. Selain itu, keuntungan lain digunakannya bentuk topologi rangkaian *CHB multilevel inverter* adalah untuk mengurangi cacat (*distortion*) harmonik, mengurangi interferensi elektromagnetik, dan dapat dibuat (*manufacture*) dalam bentuk modular [34]-[45].

1.2. Perumusan Masalah

Dari penjelasan latar belakang yang dibahas dalam sub-bab 1.1, maka perumusan masalah dalam tesis ini adalah :

1. Bagaimana merancang rangkaian *CHB multilevel inverter* sehingga dapat berfungsi sebagai sumber tegangan terkendali untuk mengontrol variabel kecepatan motor induksi secara otomatis.
2. Bagaimana merancang algoritma kontrol variabel kecepatan motor induksi dengan menggunakan pemodelan orientasi fluks medan magnet rotor (*rotor flux field oriented*) sehingga dapat digunakan sebagai sinyal kontrol (sinyal referensi) pada rangkaian *CHB multilevel inverter*.

1.3. Tujuan Penelitian

Tujuan penelitian yang diharapkan dalam tesis ini adalah :

- a. Dapat merancang sumber tegangan AC terkendali yang dapat digunakan untuk mensuplai dan mengontrol kecepatan motor induksi
- b. Merancang algoritma kontrol variabel kecepatan motor induksi dengan menggunakan metoda *field oriented control* (FOC).
- c. Membuktikan kinerja hasil rancangan sistem kontrol variabel kecepatan motor induksi dengan menggunakan *software Matlab/Simulink*

1.4. Kontribusi Penelitian

Kontribusi utama dari penelitian tesis ini adalah :

- a. Memberikan ide dasar dalam mengembangkan bentuk topologi rangkaian *CHB multilevel inverter* yang berasal beberapa blok dasar rangkaian konverter *H-bridge* yang disusun secara seri atau bertingkat.
- b. Penggunaan rangkaian *CHB multilevel inverter* pada sistem penggerak elektrik (*electric drive systems*) tidak membutuhkan rangkaian filter
- c. Memberikan ide pembuatan (*manufacture*) blok dasar rangkaian konverter *H-bridge* dalam bentuk modul

1.5. Asumsi Pembahasan dan Batasan Masalah

Pembahasan pada laporan penelitian tesis ini difokuskan pada penjelasan dalam perancangan (desain) kontrol untuk mengendalikan variabel kecepatan motor induksi yang disuplai oleh rangkaian CHBMC. Karena luasnya permasalahan yang ada, maka beberapa asumsi dan batasan masalah digunakan untuk memudahkan pembahasannya, yaitu antara lain ;

- a) Suplai tegangan pada rangkaian *CHB multilevel inverter* menggunakan sumber tegangan DC konstan.
- b) Beban mekanik mobil listrik (*electric car*), dimodelkan dengan suatu nilai torsi beban yang konstan atau variabel dengan fungsi *step*.

1.6.Sistematika Penulisan Laporan Tesis

Untuk mencapai tujuan yang diharapkan, sistematika laporan penelitian dalam tesis ini disusun sebagai berikut ; Bab I menjelaskan latar belakang permasalahan, maksud dan tujuan yang ingin dicapai,serta kontribusinya. Bab II menjelaskan ide rangkaian *CHB multilevel inverter* yang dilatarbelakangi oleh konsep dasar rangkaian konverter *H-bridge*. Kemudian menjelaskan bagaimana topologi rangkaian CHBMC disusun dan dapat dikontrol dengan menggunakan teknik modulasi. Bab III menjelaskan skema rancangan sistem kontrol variabel kecepatan yang disusun dari pemodelan motor induksi dengan menggunakan transformasi d-q yang diorientasikan pada fluks rotor. Bab IV menjeleskan 2 buah skenario simulasi percobaan dengan menggunakan *software Matlab/Simulink* untuk menguji hasil rancangan sistem kontrol variabel kecepatan motor induksi. Bab V menjelaskan kesimpulan dari hasil peneltian dan memberikan beberapa saran-saran yang akan dilakukan dalam penelitian selanjutnya.

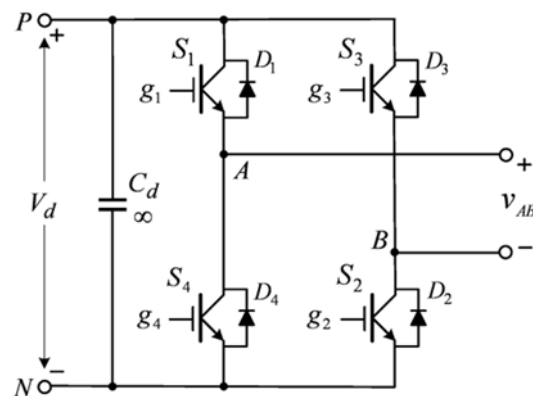
BAB II

MULTILEVEL INVERTER JEMBATAN-H BERTINGKAT (CASCADED H-BRIDGE MULTILEVEL INVERTER)

Pada bab 2 ini, penjelasan dimulai dengan membahas sebuah modul rangkaian inverter *H-bridge*. Kemudian penjelasan dilanjutkan untuk membahas bagaimana modul rangkaian inverter *H-bridge* sebagai blok dasar (utama) yang disusun secara seri atau bertingkat (*cascaded*) untuk membentuk topologi rangkaian *CHB multilevel inverter*, yang mana dalam hal ini tujuannya adalah untuk mendapatkan tegangan operasi yang lebih tinggi, untuk mengurangi harmonik, dan untuk mengurangi interferensi elektromagnetik. Selanjutnya teknik modulasi *unipolar sinusoidal pulse width modulation* (SPWM) dibahas pada rangkaian inverter *H-bridge*, yang kemudian dikembangkan lebih lanjut untuk aplikasi pada rangkaian *CHB multilevel inverter* dengan menggunakan teknik *phase-shifted SPWM*.

2.1. Modul Rangkain Inverter H-bridge

Gambar 2.1 menunjukkan diagram rangkaian inverter *H-bridge*, yang mana terdiri dari 2 buah *legs* (kaki), dimana untuk masing-masing *leg*-nya terdiri dari dua saklar semikonduktor daya (implementasikan oleh IGBT : $S_1 - S_4$). Tegangan masukan (*input*) pada rangkaian inverter *H-bridge* dihubungkan oleh *dc-link* kapasitor C_d ke bus tegangan V_d yang besarnya konstan.

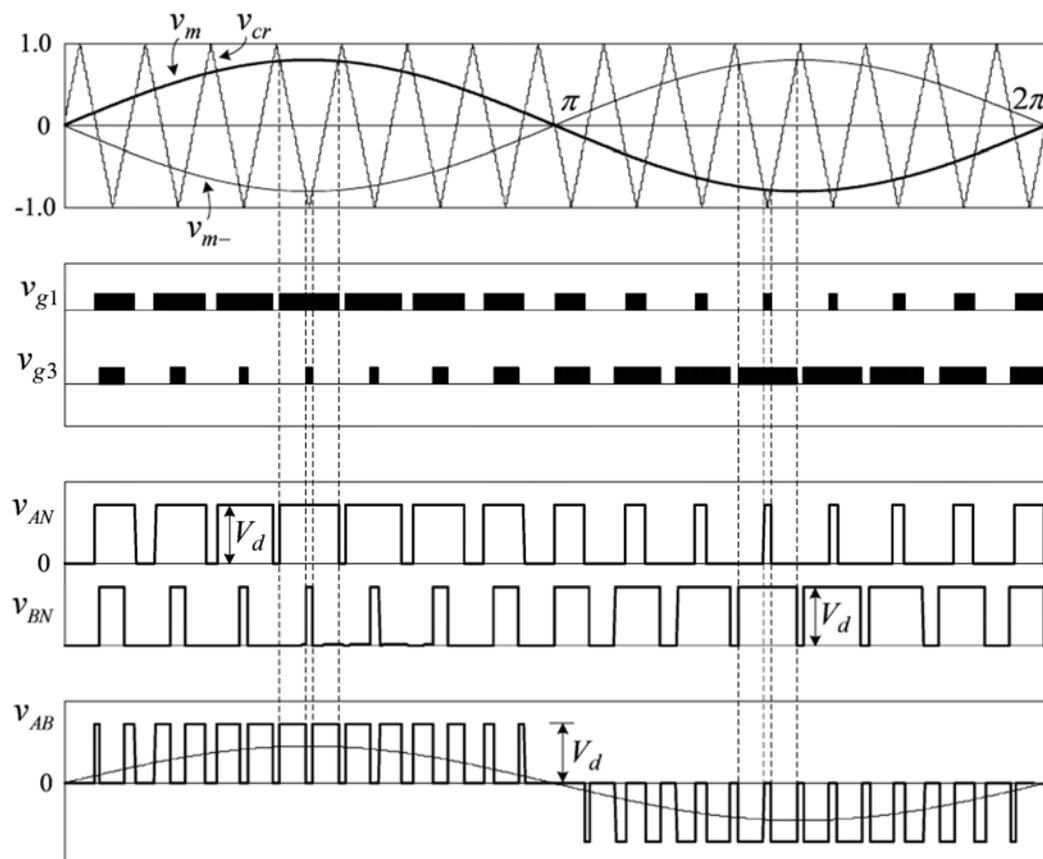


Gambar 2.1. Diagram rangkaian inverter H-bridge satu fasa

Keluaran (*output*) pada rangkaian inverter *H-bridge* berupa tegangan bolak-balik (*alternating current*) V_{AB} yang magnitude dan frekuensinya dapat dikontrol dengan menggunakan teknik *unipolar sinusoidal pulse width modulation* (SPWM).

2.2. Unipolar Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

Gambar 2.2 adalah bentuk gelombang keluaran rangkaian inverter *H-bridge* v_{AB} yang dihasilkan dengan menggunakan teknik modulasi *unipolar*, dimana v_m dan $-v_m$ adalah 2 buah gelombang sinusoidal (berbeda fasa 180°) yang akan dimodulasi, v_{cr} adalah gelombang pembawa (*carrier*) segi-tiga, v_{g1} dan v_{g3} adalah sinyal *gate* untuk saklar bagian atas IGBT S_1 dan S_3 berturut-turut. Sinyal *gate* v_{g1} dan v_{g3} dibangkitkan dengan cara membandingkan v_m dan v_{cr} .



Gambar 2.2. Unipolar PWM untuk modul rangkaian inverter *H-bridge*

$$m_a = 0.8 \text{ dan } m_f = 15 \text{ (} f_m = 60 \text{ Hz, } f_{cr} = 900 \text{ Hz)}$$

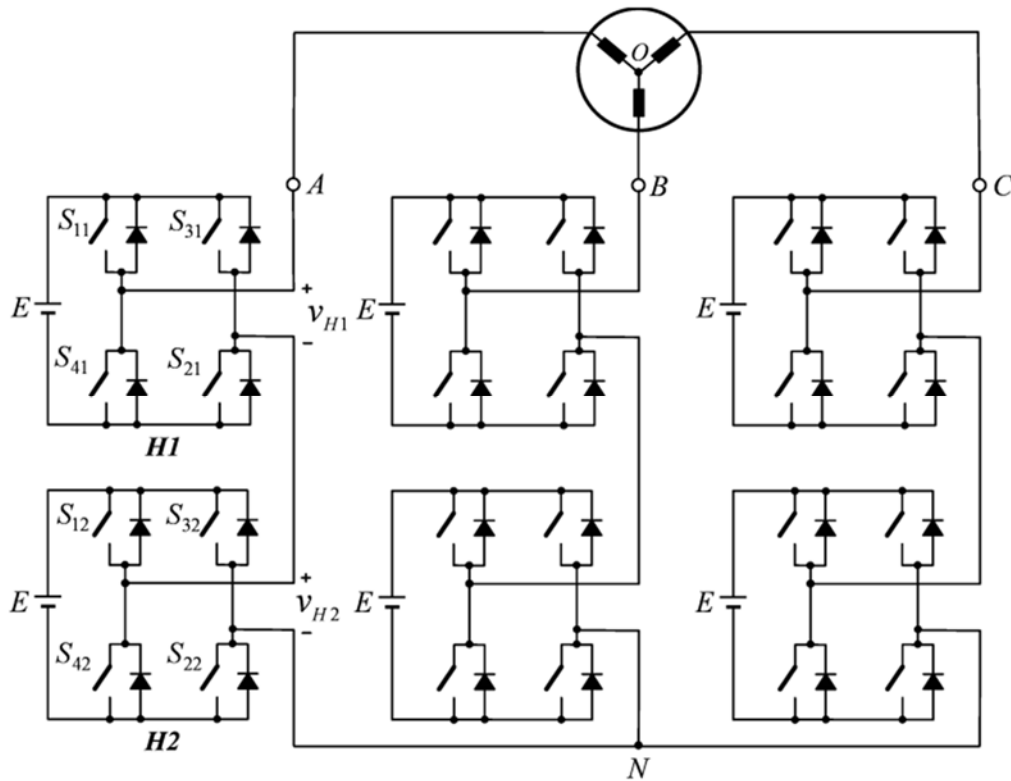
Saklar bagian atas dan bagian bawah pada *leg* yang sama pada rangkaian inverter *H-bridge* adalah saling ber-komplemen, oleh karena itu, hanya ada dua buah sinyal *gate* yang akan dipandang, v_{g1} dan v_{g3} . Dapat diamati pada gambar 2.2 bahwa ke-dua buah sinyal *gate* v_{g1} dan v_{g3} tidak konduksi secara bersamaan. Keluaran tegangan rangkaian inverter *H-bridge* adalah $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$. Karena bentuk gelombang tegangan v_{AB} yang dihasilkan bernilai antara nol dan $+V_d$ selama setengah-siklus positif gelombang sinusoidal pada frekuensi dasar, atau bernilai antara nol dan $-V_d$ selama setengah-siklus negatif gelombang sinusoidal pada frekuensi dasar, maka skema modulasi ini disebut dengan *unipolar modulation*.

Skema *unipolar modulation* dapat juga diimplementasikan dengan menggunakan hanya satu buah sinyal gelombang modulasi v_m dan dua buah gelombang *carrier* segitiga v_{cr} dan v_{cr-} yang berbeda fasa sebesar 180° . Saklar S_1 akan konduksi (*on*) oleh sinyal v_{g1} ketika $v_m > v_{cr}$, dan saklar S_3 akan konduksi (*on*) oleh sinyal v_{g3} ketika $v_m < v_{cr-}$. Bentuk gelombang tegangan keluaran yang dihasilkan oleh skema ini juga identik seperti yang ditunjukkan oleh gambar 2.2. Teknik modulasi seperti ini banyak diterapkann pada rangkaian *CHB multilevel inverter* yang secara detail dijelaskan pada sub-bab 2.4.

2.3. Topologi Rangkaian CHB Multilevel Inverter

Sesuai dengan namanya, rangkaian *CHB multilevel inverter* dibentuk dengan menghubungkan blok modul dasar inverter *H-bridge* secara seri atau bertingkat untuk mendapatkan tegangan keluaran yang lebih tinggi dan juga untuk mengurangi cacat harmonik. Gambar 2.3 adalah salah satu contoh topologi dari rangkaian *CHB multilevel inverter 5-level*, yang mana terdiri dari 2 modul blok rangkaian inverter *H-bridge* yang disuplai oleh tegangan DC terpisah (*isolated*) yang besarnya E . Pada gambar 2.3, rangkaian *CHB multilevel inverter* dapat menghasilkan keluaran *5-level* tegangan pada setiap fasanya. Ketika saklar S_{11} , S_{21} , S_{12} dan S_{22} konduksi (keadaan *on*), maka tegangan keluaran inverter untuk

modul H1 dan modul H2 adalah $v_{H1} = v_{H2} = E$, dan resultant tegangan fasa rangkaian *CHB multilevel inverter* adalah $v_{AN} = v_{H1} + v_{H2} = 2E$. Dengan cara yang sama, ketika saklar S_{31} , S_{41} , S_{32} dan S_{42} konduksi (keadaan *on*), maka keluaran $v_{AN} = v_{H1} + v_{H2} = -2E$.



Gambar 2.3. Rangkaian CHB multilevel inverter 5-level

Berbagai kondisi saklar untuk keluaran ke-tiga *level* tegangan yang lain E , 0 , dan $-E$ ditunjukkan oleh tabel 2.1 dibawah ini. Dapat diamati bahwa ada beberapa **level tegangan** yang diperoleh pada tabel 2.1 tersebut diatas, dapat mempunyai lebih dari satu kondisi **switching state**. Sebagai contoh **level tegangan** E pada tabel 1 diatas, dapat dihasilkan dari 4 set kondisi (warna kuning) **switching state** yang berbeda (*redundant*). Kondisi **switching state** yang berbeda (*redundant*) merupakan fenomena yang umum terjadi pada rangkaian *multilevel inverter*, yang mana keuntungannya adalah kefleksibelan dalam perancangan pola *switching* dan dapat di manfaatkan untuk pengaturan (regulasi) tegangan DC-link.

Jumlah level tegangan yang dihasilkan oleh keluaran rangkaian *CHB multilevel inverter* dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$m = 2H + 1 \quad (2.1)$$

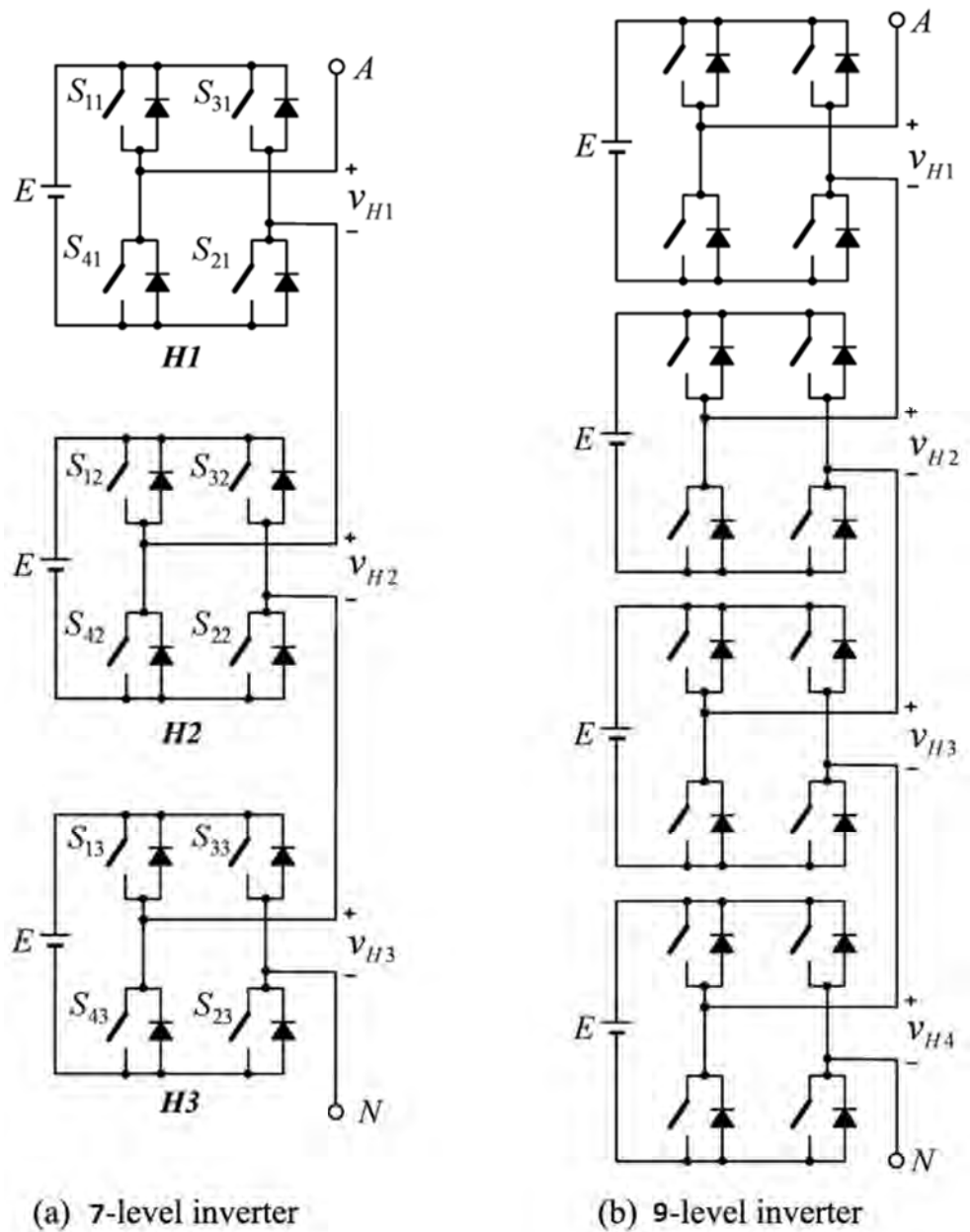
Dengan H adalah jumlah modul (blok) *H-bridge* per-fasa, dan m adalah jumlah level tegangan yang dihasilkan oleh rangkaian *CHB multilevel inverter* yang nilainya selalu dalam bentuk bilangan ganjil.

Tabel 2.1. Level tegangan dan kondisi saklar pada rangkaian *CHB multilevel inverter 5-level*

Tegangan Keluaran v_{AN}	Kondisi Saklar (<i>Switching State</i>)				v_{H1}	v_{H2}
	S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}		
$2E$	1	0	1	0	E	E
E	1	0	1	1	E	0
E	1	0	0	0	E	0
E	1	1	1	0	0	E
E	0	0	1	0	0	E
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	E	$-E$
0	0	1	1	0	$-E$	E
$-E$	0	1	1	1	$-E$	0
$-E$	0	1	0	0	$-E$	0
$-E$	1	1	0	1	0	$-E$
$-E$	0	0	0	1	0	$-E$
$-2E$	0	1	0	1	$-E$	$-E$

Rangkaian *CHB multilevel inverter 5-level* yang telah dijelaskan diatas dapat dikembangkan dan diperluas lag menjadi *m-level*. Sebagai contoh, rangkaian *CHB multilevel inverter 7-level* yang disusun dengan 3 buah modul *H-bridge*, dan rangkaian *CHB multilevel inverter 9-level* yang disusun dengan 4

buah modul *H-bridge* seperti yang ditunjukkan oleh gambar 2.4 dibawah ini. Banyaknya jumlah total komponen saklar aktif (IGBT) N_{sw} yang dibutuhkan dalam merancang suatu rangkaian *CHB multilevel inverter* dapat dihitung sebagai berikut : $N_{sw} = 6 (m - 1)$ (2.2)



Gambar 2.4. Rangkaian *CHB multilevel inverter* per-fasa : 7-level dan 9-level

2.4. Skema Phase-shifted SPWM pada Rangkaian CHB Multilevel Inverter

Secara umum, prinsip dasar skema *Phase-shifted* SPWM pada rangkaian *CHB multilevel inverter* dengan m -level tegangan dapat dikembangkan dengan menggunakan teknik modulasi unipolar yang telah dibahas pada sub-bab 2.2 namun menghendaki sejumlah $(m - 1)$ gelombang *carrier* segitiga dengan nilai magnitude dan frekuensi yang sama tetapi mempunyai sudut beda-fasa antara 2 gelombang segitiga yang berdekatan tergeser (*phase-shifted*) sebesar :

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{(m-1)} \quad (2.3)$$

Sinyal yang akan dimodulasi biasanya berbentuk gelombang sinusoidal tiga-fasa yang dapat diatur baik itu magnitude atau frekuensi atau keduanya. Sinyal *gate* yang dibangkitkan didapat dengan cara membandingkan sinyal yang akan dimodulasi dengan sinyal *carrier* segitiga.

Gambar 2.5 adalah contoh bentuk gelombang keluaran tegangan pada rangkaian *CHB multilevel inverter 7-level* yang dihasilkan dengan menggunakan prinsip skema *Phase-shifted* SPWM yang mempunyai 6 buah gelombang *carrier* segitiga dan berbeda fasa masing-masingnya sebesar 60° (hanya untuk fasa-A yang ditunjukkan). Ke-tiga buah gelombang *carrier* segitiga v_{cr1} , v_{cr2} , dan v_{cr3} digunakan untuk membangkitkan sinyal *gate* pada saklar-atas S_{11} , S_{12} , dan S_{13} dalam modul *H1*, *H2*, dan *H3* gambar 2.4a diatas. Dan juga ke-tiga buah gelombang *carrier* segitiga yang lain v_{cr1-} , v_{cr2-} , dan v_{cr3-} yang berbeda fasa dengan v_{cr1} , v_{cr2} , dan v_{cr3} , digunakan untuk membangkitkan sinyal *gate* pada saklar atas S_{31} , S_{32} , dan S_{33} dalam modul *H1*, *H2*, dan *H3* gambar 2.4a diatas. Sinyal *gate* untuk saklar-bawah pada modul *H1*, *H2*, dan *H3* dibangkitkan secara komplemen dari hasil kondisi saklar atas yang telah dijelaskan diatas.

Skema SPWM yang dibahas diatas pada dasarnya adalah teknik *unipolar modulation* yang telah dibahas pada sub-bab 2.2. Seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.5, sinyal *gate* untuk saklar-atas S_{11} dan S_{31} dalam modul *H1* dibangkitkan dengan membandingkan gelombang *carrier* segitiga v_{cr1} dan v_{cr1-} dengan gelombang modulasi v_{mA} . Tegangan keluaran modul *H1* bernilai antara nol dan $+V_d$ selama setengah-siklus positif gelombang sinusoidal pada frekuensi dasar, atau bernilai antara nol dan $-V_d$ selama setengah-siklus negatif gelombang

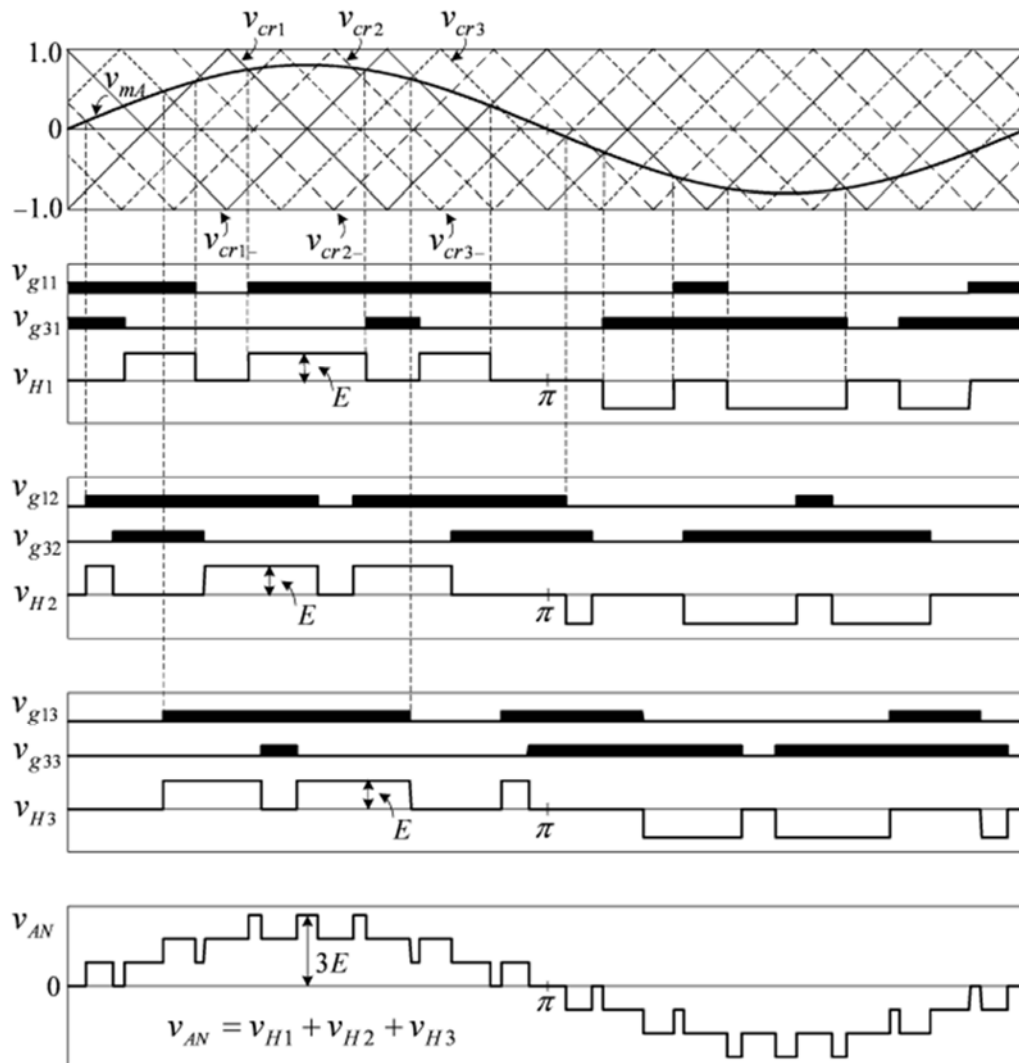
sinusoidal pada frekuensi dasar. Indeks modulasi frekuensi dalam contoh ini adalah sebesar $m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} = 3$ dan indeks modulasi amplitudo-nya adalah sebesar $m_a = \frac{\hat{V}_{mA}}{\hat{V}_{cr}} = 0.8$, dengan f_{cr} adalah frekuensi gelombang *carrier*, f_m adalah frekuensi gelombang sinyal modulasi fasa-A, \hat{V}_{mA} adalah amplitudo (nilai maksimum) gelombang sinyal modulasi fasa-A, dan \hat{V}_{cr} adalah amplitudo (nilai maksimum) gelombang sinyal *carrier*.

Besarnya keluaran tegangan fasa-A pada rangkaian *CHB multilevel inverter* gambar 2.5 dapat dihitung sebagai berikut :

$$V_{AN} = v_{H1} + v_{H2} + v_{H3} \quad (2.4)$$

Dengan v_{H1} , v_{H2} , dan v_{H3} adalah keluaran tegangan modul inverter *H-bridge H1*, *H2*, dan *H3* berturut-turut.

Terlihat jelas pada gambar 2.5 bahwa keluaran tegangan fasa-A pada rangkaian *CHB multilevel inverter* membentuk 7-level (step) yaitu +3E, +2E, +E, 0, -E, -2E, -3E.



Gambar 2.5. Gelombang keluaran tegangan rangkaian CHB multilevel inverter 7-level menggunakan Phase-shifted SPWM

BAB III

DESAIN KONTROL KECEPATAN MOTOR INDUKSI

3.1. Pemodelan Dinamik Motor Induksi

Membuat pemodelan motor induksi adalah langkah awal yang harus dilakukan dalam mendesain suatu sistem kontrol-nya. Persamaan (3.1) sampai dengan persamaan (3.6) adalah suatu model dinamik motor induksi yang diberikan dalam bentuk persamaan diferensial dengan menggunakan transformasi sumbu koordinat d-q (*Park Transformation*) yang diletakkan sejajar arah fluks medan magnet rotor (*rotor flux field oriented*) [17]-[31].

$$i_{sd}(t) + \tau'_\sigma \frac{di_{sd}(t)}{dt} = \omega_s(t) \tau'_\sigma i_{sq}(t) + \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r} \Psi_{rd}(t) + \frac{1}{r_\sigma} u_{sd}(t) \quad (3.1)$$

$$i_{sq}(t) + \tau'_\sigma \frac{di_{sq}(t)}{dt} = -\omega_s(t) \tau'_\sigma i_{sd}(t) - \frac{k_r}{r_\sigma} \omega_e(t) \Psi_{rd}(t) + \frac{1}{r_\sigma} u_{sq}(t) \quad (3.2)$$

$$\Psi_{rd}(t) + \tau_r \frac{d\Psi_{rd}(t)}{dt} = L_h i_{sd}(t) \quad (3.3)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = -\frac{f_d}{J_m} \omega_m(t) + \frac{3}{2} \frac{Z_p L_h}{L_r J_m} \Psi_{rd}(t) i_{sq}(t) - \frac{T_L}{J_m} \quad (3.4)$$

$$\omega_s(t) = \omega_e(t) + \frac{L_h i_{sq}(t)}{\tau_r \Psi_{rd}(t)} \quad (3.5)$$

$$\text{Torsi elektromagnetik, } T_e = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_h}{L_r} \Psi_{rd}(t) i_{sq}(t) \quad (3.6)$$

Dengan : $i_{sd}(t)$ dan $i_{sq}(t)$, adalah arus stator pada sumbu koordinat d-q

$u_{sd}(t)$ dan $u_{sq}(t)$, adalah tegangan stator pada sumbu koordinat d-q

$\Psi_{rd}(t)$, adalah fluks rotor pada arah sumbu-d

$\omega_s(t)$, adalah kecepatan sinkron fluks rotor

$\omega_m(t)$, adalah kecepatan sudut mekanik rotor

$\omega_e(t) = Z_p \omega_m(t)$, adalah kecepatan sudut elektrik rotor

$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$, adalah konstanta waktu stator

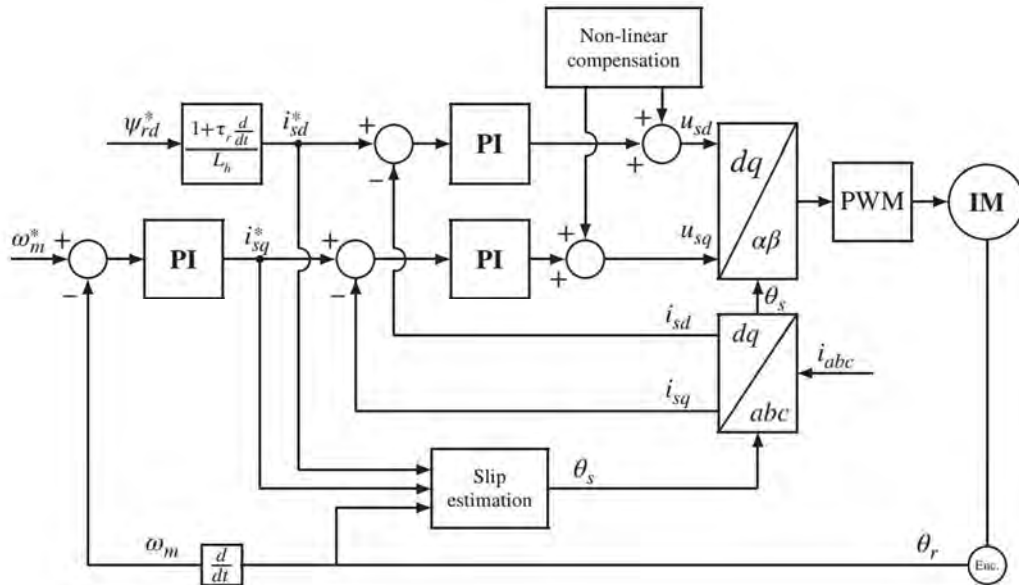
$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, adalah konstanta waktu rotor

$\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s L_r}$, adalah faktor kebocoran fluks magnet

$k_r = \frac{L_h}{L_r}$, $r_\sigma = R_s + R_r k_r^2$, dan $\tau'_\sigma = \frac{\sigma L_s}{r_\sigma}$; adalah koefisien

3.2. Konfigurasi Sistem Kontrol Kecepatan Motor Induksi

Dari sudut pandang desain sistem kontrol, terlihat pada persamaan dinamik (3.1) dan (3.2) bahwa variabel yang dimanipulasi untuk merumuskan permasalahan sistem kontrol motor induksi adalah menentukan sinyal tegangan stator $u_{sd}(t)$ dan $u_{sq}(t)$, dalam hal ini adalah sinyal tegangan referensi untuk sinyal *input* ke PWM inverter. Oleh karena itu, untuk menentukan dan memanipulasi sinyal tegangan stator $u_{sd}(t)$ dan $u_{sq}(t)$ maka diperlukan suatu kontroler arus (*current controller*) yang mana berfungsi untuk meregulasi besarnya arus stator $i_{sd}(t)$ dan $i_{sq}(t)$ sesuai dengan *mode* operasi motor. Dan karena tujuan dari desain sistem kontrol motor induksi yang diinginkan adalah meregulasi kecepatan-nya, maka dapat dilihat juga pada persamaan (3.4) dan (3.6) bahwa tujuan akan tercapai dengan cara memanipulasi dan mengontrol arus $i_{sq}(t)$ pada sumbu-q dan juga dengan cara mempertahankan besarnya fluks rotor $\Psi_{rd}(t)$ secara konstan pada nilai nominalnya.



Gambar 3.1. Blok diagram sistem kontrol kecepatan motor induksi

Gambar 3.1 adalah blok diagram sistem kontrol kecepatan motor induksi yang di-konfigurasi dengan menggunakan sistem kontrol umpan-balik dan umpan-maju (*feedback and feedforward control system*). Pada gambar 3.1, sistem kontrol umpan-balik (*feedback control system*) terdiri dari ; 2 buah kontroler PI

(*Proportional-Integral Controller*) yang berfungsi untuk meregulasi besarnya arus stator $i_{sd}(t)$ dan $i_{sq}(t)$, dan 1 buah kontroler PI dibagian *loop*-luar (*outer-loop*) yang berfungsi untuk meregulasi kecepatan putar rotor motor induksi. Blok *non-linier compenstion* pada Gambar 3.1 adalah rangkaian kompensasi non-linier yang digunakan untuk mengkompensai *loop* arus stator pada arah kontrol umpan-maju (*feedforward control*). Blok *slip estimation* pada Gambar 3.1 adalah rangkaian *estimator* yang berfungsi untuk menghitung atau membangkitkan besarnya sudut sinkron $\theta_s(t)$ pada transformasi sumbu koordinat d-q (*Park Transformation*). Untuk memahami masing-masing blok pada Gambar 3.1, pada sub-bab berikut dijelaskan secara detail.

3.3. Blok Slip Estimation

Setrategi kunci dalam merancang kontrol motor induksi adalah harus diketahuinya posisi sudut sinkron $\theta_s(t)$ fluks medan rotor, untuk digunakan lebih lanjut dalam model motor induksi dalam transpormasi Park. Oleh karena itu untuk mendapatkannya, posisi sudut sinkron $\theta_s(t)$ diestimasi dengan menggunakan model persamaan (3.7) yang diturunkan dari persamaan (3.5).

$$\omega_s(t) = Z_p \omega_m(t) + \frac{i_{sq}(t)}{\tau_r i_{sd}(t)} \quad (3.6)$$

Dengan mengasumsikan keadaan awal motor induksi dioperasikan dari keadaan diam, dan nilai awal $\omega_m(t = 0)$ dan $\omega_s(t = 0)$ adalah sama dengan nol, maka :

$$\theta_s(t) = Z_p \theta_r(t) + \frac{1}{\tau_r} \int_0^t \frac{i_{sq}(\tau)}{i_{sd}(\tau)} d\tau \quad (3.7)$$

Dimana : $\theta_r(t)$ adalah posisi sudut rotor dari hasil pengukuran sensor *encoder*.

Persamaan (3.7) berlaku jika *loop* kontrol arus sumbu-q menggunakan kontroler PI. Jika pada *loop* kontrol arus sumbu-q hanya menggunakan kontroler P (*proportional*) saja, maka persamaan (3.8) harus digunakan, karena kontrol *proportional* (P) akan menghasilkan *error* dalam keadaan *steady-state*-nya

$$\theta_s(t) = Z_p \theta_r(t) + \frac{1}{\tau_r} \int_0^t \frac{i_{sq}(\tau) \cdot \alpha}{i_{sd}(\tau)} d\tau \quad (3.8)$$

α adalah besarnya nilai gain *steady-state* untuk kontrol *proportional* arus sumbu-q pada *inner-loop* kontroler arus.

3.4. Blok Transformasi abc – dq : Sinyal Pengukuran Arus Stator

Untuk mendapatkan sinyal umpan-balik variabel arus stator pada sumbu koordinat d-q, maka dibutuhkan tiga buah sensor arus yang digunakan untuk mengukur variabel i_a , i_b dan i_c seperti yang ditunjukkan oleh gambar 3.1. Kemudian ke-tiga sinyal umpan-balik variabel arus i_a , i_b dan i_c diubah menjadi 2 komponen variabel $i_{s\alpha}$ dan $i_{s\beta}$ dengan menggunakan persamaan transformasi sumbu koordinat $\alpha - \beta$ (*Clark Transformation*) :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Selanjutnya, variabel $i_{s\alpha}$ dan $i_{s\beta}$ diubah lagi menjadi variabel i_{sd} dan i_{sq} dengan menggunakan persamaan transformasi sumbu koordinat d-q (*Park Transformation*), dengan posisi sudut sinkron $\theta_s(t)$ didapat dari persamaan (3.7).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.5. Sinyal Referensi Arus Stator i_{sq}^* pada Sumbu-q

Diketahui bahwa ; besar sinyal torsi elektromagnet yang diinginkan adalah T_e^* , dan besar sinyal fluks rotor yang diinginkan adalah Ψ_{rd}^* , maka besarnya arus stator yang diinginkan pada sumbu-q adalah i_{sq}^* yang dihitung berdasarkan hubungan persamaan (3.6) sebagai berikut :

$$i_{sq}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{L_h Z_p} \frac{T_e^*}{\Psi_{rd}^*} \quad (3.11)$$

Besarnya arus stator yang diinginkan i_{sq}^* pada persamaan (3.11) selanjutnya digunakan sebagai sinyal referensi untuk *loop* kontrol PI arus sumbu-q.

3.6. Sinyal Referensi Arus Stator i_{sd}^* pada Sumbu-d

Dari model persamaan (3.3), respon dinamik fluks rotor $\Psi_{rd}(t)$ dari arus stator $i_{sd}(t)$ pada sumbu-d adalah membentuk sistem orde-satu yang mempunyai konstanta waktu rotor τ_r . Persamaan diferensial (3.3) dapat dinyatakan dalam bentuk persamaan *set-point* Ψ_{rd}^* dan i_{sd}^* sebagai berikut :

$$i_{sd}^*(t) = \frac{1}{L_h} \Psi_{rd}^*(t) + \frac{\tau_r}{L_h} \frac{d\Psi_{rd}^*}{dt} \quad (3.12)$$

Jika tidak menggunakan mode pengoperasian *field-weakening*, maka besar nilai *set-point* Ψ_{rd}^* dapat dibuat konstan, sehingga besarnya nilai turunan fluks rotor $\frac{d\Psi_{rd}^*}{dt}$ diambil sama dengan nol. Oleh karena itu, sinyal referensi arus stator $i_{sd}(t)$ pada sumbu-d dapat ditentukan melalui hubungan kondisi *steady-state*-nya, yaitu :

$$i_{sd}^*(t) = \frac{1}{L_h} \Psi_{rd}^* \quad (3.13)$$

3.7. Desain Kontroler Arus

Ada dua *inner-loop* kontroler arus yang didesain dalam menghasilkan sinyal keluaran tegangan referensi untuk PWM, yaitu ; kontroler PI dan kompensasi non-linier arus stator pada koordinat sumbu-d dan pada koordinat sumbu-q

3.7.1. Kontroler PI dan Kompensasi Non-linier Arus Stator pada Sumbu-d

Untuk mendesain kontroler PI pada arus stator i_{sd} sumbu-d adalah berdasarkan pada persamaan (3.1). Ide dasarnya adalah sebagai berikut : jika didefinisikan variabel pembantu (*auxiliary variabel*) pada sinyal tegangan $\hat{u}_{sd}(t)$ adalah,

$$\frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} \hat{u}_{sd}(t) = \omega_s(t) i_{sq}(t) + \frac{k_r}{\tau'_\sigma r_\sigma \tau_r} \Psi_{rd}(t) + \frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} u_{sd}(t) \quad (3.14)$$

maka dengan mensubstitusikan variabel pembantu (*auxiliary variabel*) pada persamaan (3.1), diperoleh suatu model sistem *linier time-invariant* (LTI) yang respek terhadap variabel pembantu (*auxiliary variabel*) $\hat{u}_{sd}(t)$, yaitu :

$$\frac{di_{sd}}{dt}(t) + \frac{1}{\tau'_\sigma} i_{sd}(t) = \frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} \hat{u}_{sd}(t) \quad (3.15)$$

Dalam bentuk fungsi *transfer Laplace open-loop*, persamaan (3.15) menjadi,

$$\frac{I_{sd}(s)}{\hat{U}_{sd}(s)} = \frac{\frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma}}{s + \frac{1}{\tau'_\sigma}} \quad (3.16)$$

Dengan memasukkan kontroler PI pada persamaan (3.16), maka bentuk respon dinamik *closed-loop* variabel pembantu (*auxiliary variabel*) $\hat{u}_{sd}(t)$ adalah ;

$$\hat{u}_{sd}(t) = K_P^d (i_{sd}^*(t) - i_{sd}(t)) + \frac{K_P^d}{\tau_I^d} \int_0^t (i_{sd}^*(\tau) - i_{sd}(\tau)) d\tau \quad (3.17)$$

Penentuan nilai parameter kontroler PI dapat dihitung dengan memilih parameter *bandwidth closed-loop* ω_{nd} dan parameter koefisien peredaman (*damping coefficient*) ξ_d , yaitu :

$$K_P^d = \frac{2 \xi_d \omega_{nd} - \frac{1}{\tau_\sigma'}}{\frac{1}{\tau_\sigma' r_\sigma}}, \text{ dan } K_I^d = \frac{K_P^d}{\tau_I^d} = \frac{K_P^d \omega_{nd}^2}{2 \xi_d \omega_{nd} - \frac{1}{\tau_\sigma'}} \quad (3.18)$$

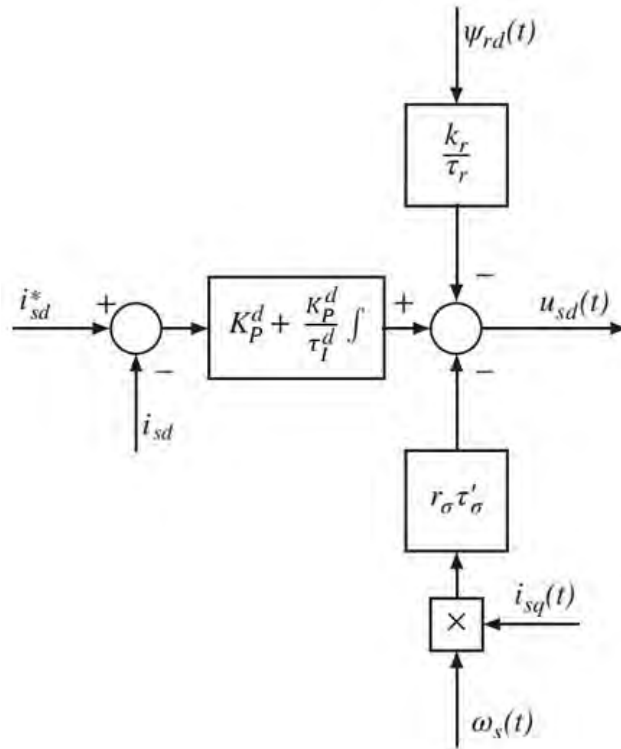
Dengan : K_P^d adalah konstanta gain kontroler proporsional arus stator sumbu-d

K_I^d adalah konstanta gain kontroler integral arus stator sumbu-d

Sinyal variabel tegangan stator u_{sd} dihitung dengan mensubstitusi persamaan (3.17) kedalam persamaan (3.14), yaitu :

$$u_{sd} = K_P^d (i_{sd}^*(t) - i_{sd}(t)) + \frac{K_P^d}{\tau_I^d} \int_0^t (i_{sd}^*(\tau) - i_{sd}(\tau)) d\tau - \frac{k_r}{\tau_r} \Psi_{rd}(t) - \tau_\sigma' r_\sigma \omega_s(t) i_{sq}(t) \quad (3.19)$$

Dua suku terakhir di sebelah kanan persamaan (3.19) disebut dengan kontrol umpan-maju (*feedforward control*) kompensasi non-linier loop arus stator sumbu-d. Gambar 3.2 menunjukkan blok diagram konfigurasi kontroler PI arus stator sumbu-d yang diturunkan dari persamaan (3.19).



Gambar 3.2. Blok diagram kontroler PI dan kompensasi umpan-maju (*feedforward*) non-linier untuk sub-sistem kontrol arus stator sumbu-d

3.7.2. Kontroler PI dan Kompensasi Non-linier Arus Stator Sumbu-q

Sama seperti pembahasan pada sub-bab 3.6.1, untuk mendesain kontroler PI pada arus stator i_{sq} sumbu-q adalah berdasarkan pada persamaan (3.2). Ide dasarnya adalah sebagai berikut : jika didefinisikan variabel pembantu (*auxiliary variabel*) pada sinyal tegangan $\hat{u}_{sq}(t)$ adalah,

$$\frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} \hat{u}_{sq}(t) = -\omega_s(t) i_{sd}(t) - \frac{k_r}{\tau'_\sigma r_\sigma} \omega_e(t) \Psi_{rd}(t) + \frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} u_{sq}(t) \quad (3.20)$$

maka dengan mensubstitusikan variabel pembantu (*auxiliary variabel*) pada persamaan (3.2), diperoleh suatu model sistem *linier time-invariant* (LTI) yang respek terhadap variabel pembantu (*auxiliary variabel*) $\hat{u}_{sq}(t)$, yaitu :

$$\frac{di_{sq}}{dt}(t) + \frac{1}{\tau'_\sigma} q(t) = \frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma} \hat{u}_{sq}(t) \quad (3.21)$$

Dalam bentuk fungsi *transfer Laplace open-loop*, persamaan (3.21) menjadi,

$$\frac{I_{sq}(s)}{\hat{U}_{sq}(s)} = \frac{\frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma}}{s + \frac{1}{\tau'_\sigma}} \quad (3.22)$$

Dengan memasukkan kontroler PI pada persamaan (3.22), maka bentuk respon dinamik *closed-loop* variabel pembantu (*auxiliary variabel*) $\hat{u}_{sq}(t)$ adalah ;

$$\hat{u}_{sq}(t) = K_P^q \left(i_{sq}^*(t) - i_{sq}(t) \right) + \frac{K_P^q}{\tau_I^q} \int_0^t \left(i_{sq}^*(\tau) - i_{sq}(\tau) \right) d\tau \quad (3.23)$$

Penentuan nilai parameter kontroler PI dapat dihitung dengan memilih parameter *bandwidth closed-loop* ω_{nq} dan parameter koefisien peredaman (*damping coefficient*) ξ_q , yaitu :

$$K_P^q = \frac{2 \xi_q \omega_{nq} - \frac{1}{\tau'_\sigma}}{\frac{1}{\tau'_\sigma r_\sigma}}, \text{ dan } K_I^q = \frac{K_P^q}{\tau_I^q} = \frac{K_P^q \omega_{nq}^2}{2 \xi_q \omega_{nq} - \frac{1}{\tau'_\sigma}} \quad (3.24)$$

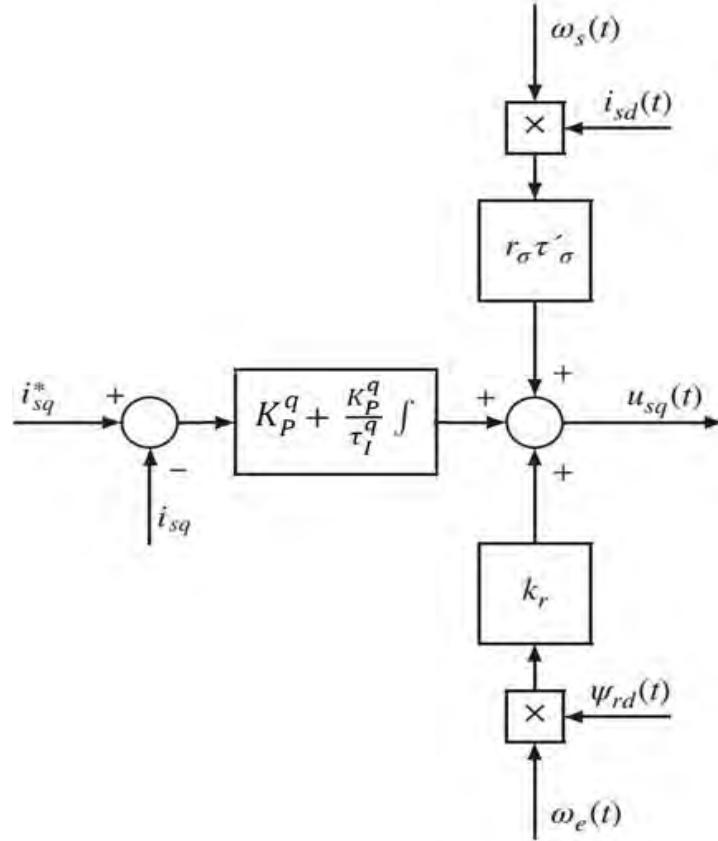
K_P^q adalah konstanta gain kontroler proporsional arus stator sumbu-q, K_I^q adalah konstanta gain kontroler integral arus stator sumbu-q.

Sinyal variabel tegangan stator u_{sq} dihitung dengan mensubstitusi persamaan (3.23) kedalam persamaan (3.20), yaitu :

$$\begin{aligned} u_{sd} = & K_P^q \left(i_{sd}^*(t) - i_{sd}(t) \right) + \frac{K_P^q}{\tau_I^q} \int_0^t \left(i_{sd}^*(\tau) - i_{sd}(\tau) \right) d\tau \\ & + k_r \omega_e(t) \Psi_{rd}(t) + r_\sigma \tau'_\sigma \omega_s(t) i_{sd}(t) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Dua suku terakhir disebelah kanan persamaan (3.25) disebut dengan kontrol umpan-maju (*feedforward control*) kompensasi non-liner arus stator sumbu-q.

Gambar 3.3 menunjukan blok diagram konfigurasi kontroler PI arus stator sumbu-q yang diturunkan dari persamaan (3.25).



Gambar 3.3. Blok diagram kontroler PI dan kompensasi umpan-maju (*feedforward*) non-linier untuk sub-sistem kontrol arus stator sumbu-q

3.8. Desain Kontroler PI Kecepatan

Model matematis untuk loop-luar (*outer-loop*) kontrol kecepatan sudut mekanik $\omega_m(t)$ dijelaskan menggunakan persamaan (3.4). Dalam keadaan *steady-state* besarnya nilai fluks rotor adalah Ψ_{rd}^{ss} konstan, dan dengan mengasumsikan gangguan torsi beban T_L di-tolak (*rejected*) secara sempurna oleh kontroler PI, maka persamaan respon dinamik kecepatan sudut mekanik $\omega_m(t)$ adalah :

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = -\frac{f_d}{J_m}\omega_m(t) + K_t \Psi_{rd}^{ss} i_{sq}(t) \quad (3.26)$$

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{Z_p L_h}{L_r J_m}$$

Berdasarkan pada persamaan (3.26), fungsi *transfer Laplace open-loop* antara kecepatan $\Omega(s)$ dan arus $I_{sq}(s) = I_{sq}^*(s)$ adalah :

$$\frac{\Omega(s)}{I_{sq}(s)} = \frac{\Omega(s)}{I_{sq}^*(s)} = \frac{K_t \psi_{rd}^{ss}}{s + \frac{f_d}{J_m}} \quad (3.27)$$

Dengan memasukkan kontroler PI pada persamaan (3.27), maka bentuk respon dinamik *closed-loop* variabel *set-point* arus stator i_{sq}^* sumbu-q adalah :

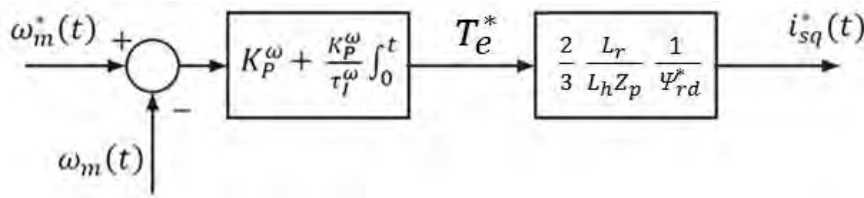
$$i_{sq}^*(t) = K_P^\omega (\omega_m^*(t) - \omega_m(t)) + \frac{K_P^\omega}{\tau_I^\omega} \int_0^t (\omega_m^*(t) - \omega_m(t)) d\tau \quad (3.28)$$

Gambar 3.4 menunjukkan blok diagram konfigurasi kontroler PI kecepatan yang diturunkan dari persamaan (3.11) dan (3.28) . Penentuan nilai parameter kontroler PI dapat dihitung dengan memilih parameter *bandwidth closed-loop* ω_n dan parameter koefisien peredaman (*damping coefficient*) ξ , yaitu :

$$K_P^\omega = \frac{2 \xi \omega_n - \frac{f_d}{J_m}}{K_t \psi_{rd}^{ss}}, \text{ dan } K_I^\omega = \frac{K_P^\omega}{\tau_I^\omega} = \frac{K_P^\omega \omega_n^2}{2 \xi \omega_n - \frac{f_d}{J_m}} \quad (3.30)$$

Dengan : K_P^ω adalah konstanta gain kontroler proporsional kecepatan

K_I^ω adalah konstanta gain kontroler integral kecepatan



Gambar 3.4. Blok diagram kontroler PI untuk kontrol variabel kecepatan sudut rotor motor induksi

3.9. Transformasi dq – abc : Sinyal Referensi Tegangan Stator

Untuk mendapatkan sinyal referensi tegangan stator v_a , v_b dan v_c , maka variabel v_{sd} dan v_{sq} yang didapat dari hasil perhitungan persamaan (3.19) dan (3.25) diubah menjadi variabel $v_{s\alpha}$ dan $v_{s\beta}$ dengan menggunakan persamaan transformasi invers sumbu koordinat d-q (*Invers Park Transformation*), dengan posisi sudut sinkron $\theta_s(t)$ didapat dari persamaan (3.7) :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Selanjutnya, variabel $v_{s\alpha}$ dan $v_{s\beta}$ diubah lagi menjadi variabel v_a , v_b dan v_c dengan menggunakan persamaan transformasi invers sumbu koordinat $\alpha - \beta$ (*Invers Clark Transformation*), yaitu :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Dan terakhir, sinyal referensi tegangan stator v_a , v_b dan v_c dimasukkan ke rangkaian PWM untuk diubah menjadi sinyal *on-off* yang akan menggerakkan *gate* IGBT pada rangkaian inverter, yang selanjutnya menghasilkan tegangan keluaran untuk mensuplai stator motor induksi.

BAB IV

SIMULASI DAN ANALISIS

Mengetahui respon keadaan *transient* (dinamik) dan keadaan *steady-state* sangat penting sekali dalam perancangan sistem, yang mana fungsinya adalah untuk mengevaluasi kinerja (*performance*) sistem dan juga untuk menentukan setrategi kontrol yang digunakan. Untuk menguji dan memvalidasi teori yang telah dijelaskan pada bab II dan bab III, maka dilakukan suatu simulasi dengan menggunakan *software* Matlab/Simulink. Hasil simulasi digunakan untuk melihat dan menganalisa respon keluaran (*output*) sistem, yaitu :

- a) Respon test tegangan *open circuit* pada keluaran rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat (tanpa beban).
- b) Respon *closed-loop* kontrol sistem *variable speed drive* motor induksi yang terdiri dari 2 skenario, yaitu ;
 - Skenario 1 ; Torsi beban terhadap Kecepatan konstan (*Cruise Mode*).
 - Skenario 2 ; Torsi beban terhadap Kecepatan variabel (*Driving Mode*).

4.1. Data dan Parameter Simulasi

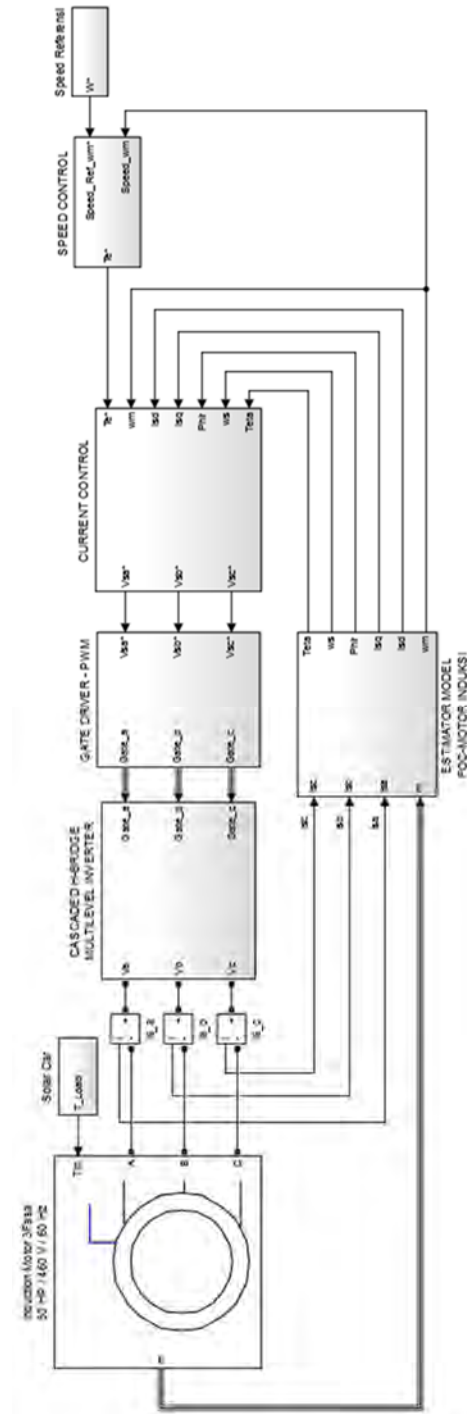
Tabel 4.1 dan Tabel 4.2 adalah beberapa data parameter motor induksi dan data parameter rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat yang diperlukan untuk simulasi pada sistem *variable speed drive* (VSD) motor induksi.

Tabel 4.1. Data motor induksi 3 fasa

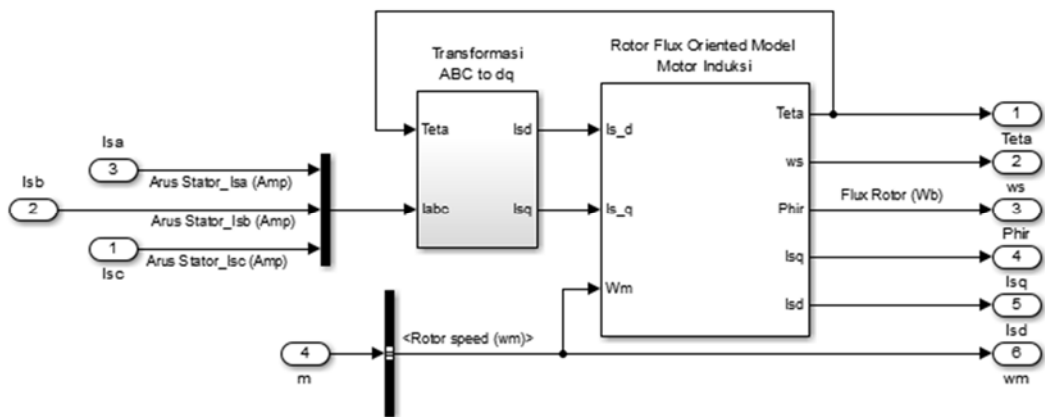
Daya	HP = 50 Hp = 37.3 Kw
Tegangan <i>line to line</i> RMS	Vll = 460 V
Frekuensi	f = 60 Hz
Jumlah pasang kutub	z_p = 2
Momen inersia	J = 0,4 Kg.m ²
Faktor koefisien gesekan	F = 0,02187 N.m.s
Resistansi stator	r_s = 0,09961 Ohm
Induktansi stator	l_s = 0,031257 Henry
Resistansi rotor	r_r = 0,05837 Ohm
Induktansi rotor	l_r = 0,031257 Henry
Mutual induktansi	l_h = 0,03039 Henry

Tabel 4.2. Data rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat

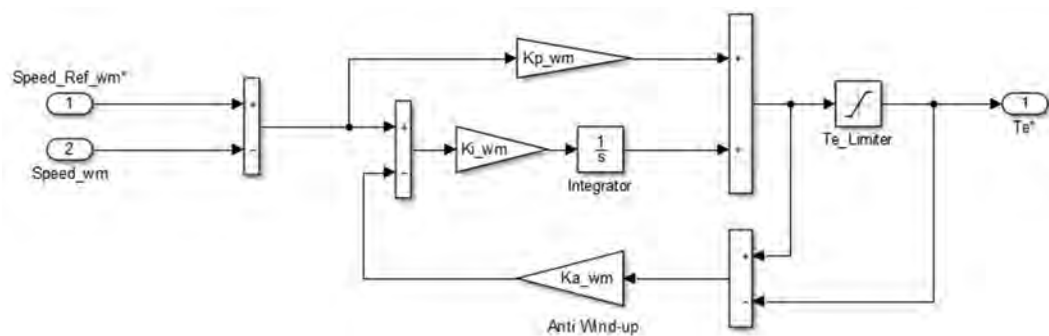
Jumlah modul (tingkat) inverter H- <i>bridge</i>	$n = 3$ tingkat
Jumlah level maksimum	$2.n + 1 = 7$ level
Jenis <i>switch</i>	IGBT dan Dioda
Frekuensi <i>switching</i>	$f_c = 12$ KHz
Tegangan DC Bus tiap modul inverter H- <i>bridge</i>	$E = 125,2$ Volt



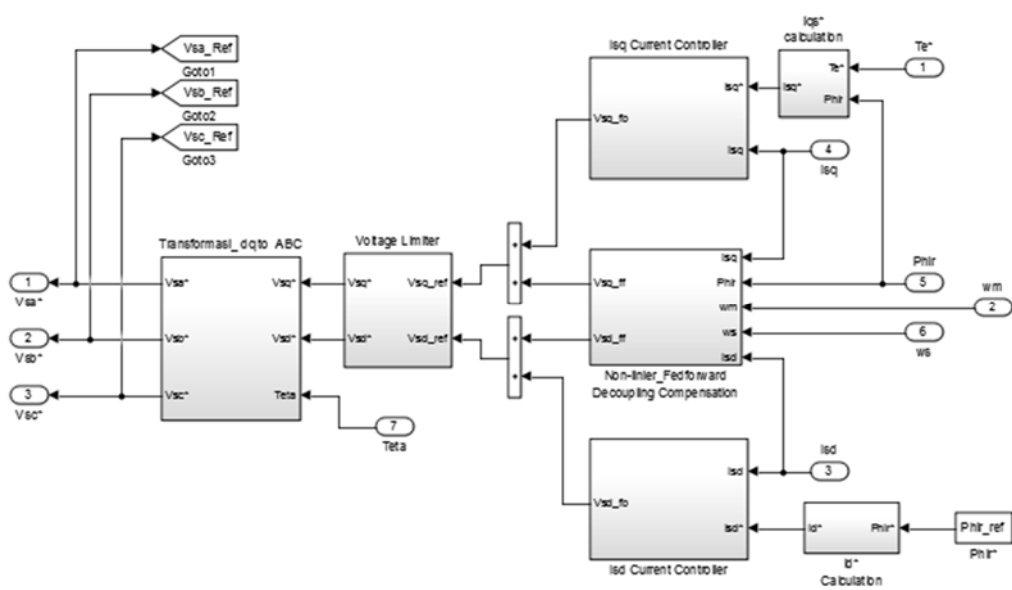
Gambar 4.1. Blok sistem *variable speed drive* motor induksi



Gambar 4.2. Blok estimator motor induksi



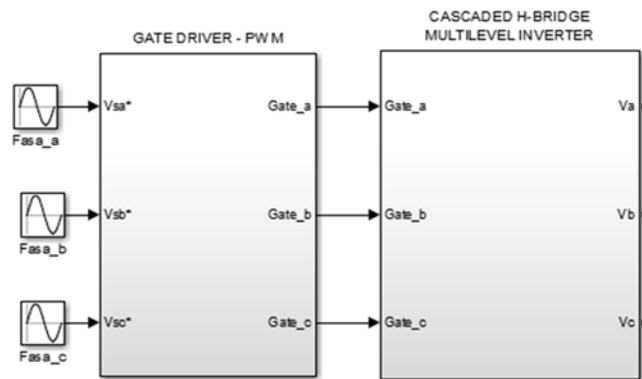
Gambar 4.3. Blok pengendali kecepatan (*speed controller*) motor induksi



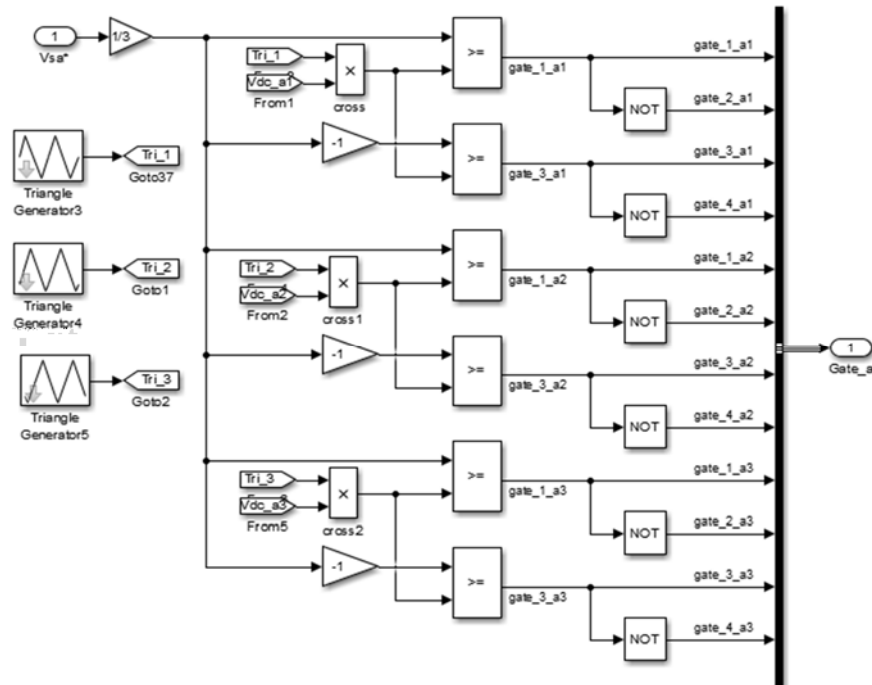
Gambar 4.4. Blok pengendali arus (*current controller*) stator motor induksi

4.2. Pengujian Rangkaian Multilevel Inverter Jembatan-H bertingkat

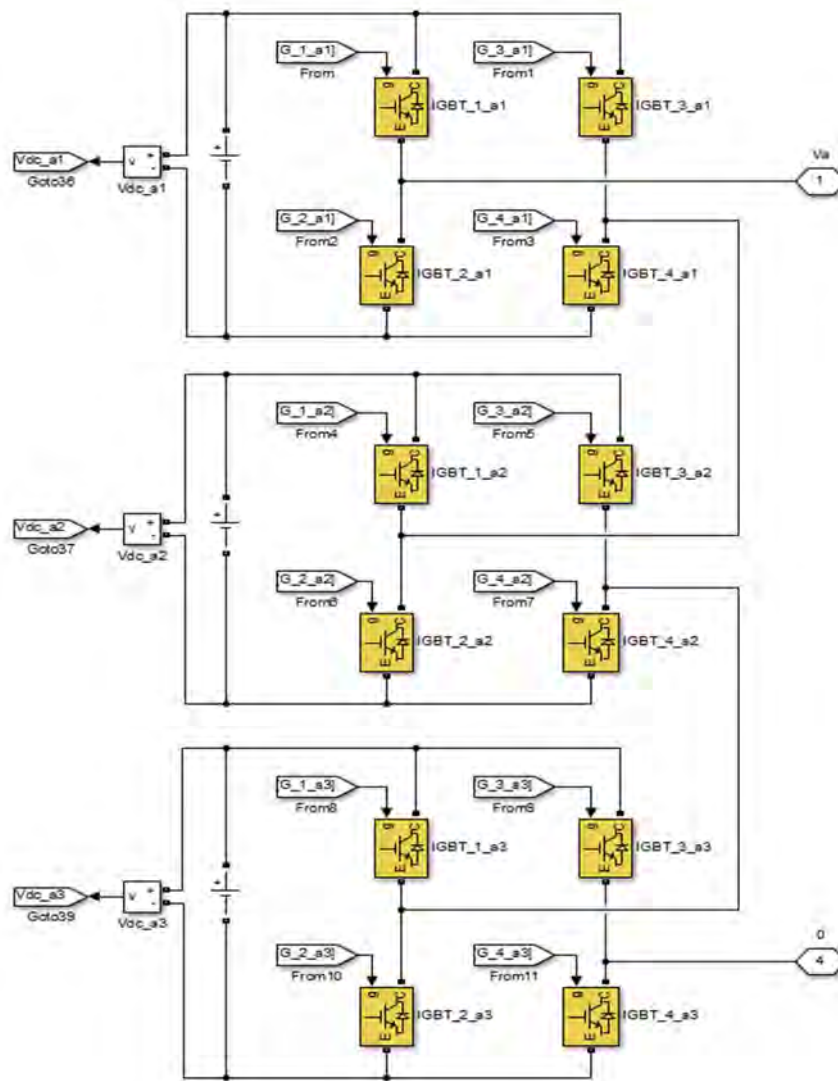
Untuk mensimulasikan sistem *variable speed drive* motor induksi Gambar 4.1, maka perlu kiranya beberapa komponen sub-sistem di-uji terlebih dahulu. Salah satu komponen sub-sistem yang penting dan perlu dilakukan pengujian adalah tegangan keluaran rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 4.5. Tampilan detail untuk masing-masing blok ditunjukkan oleh Gambar 4.6 dan Gambar 4.7.



Gambar 4.5 Pengujian rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat



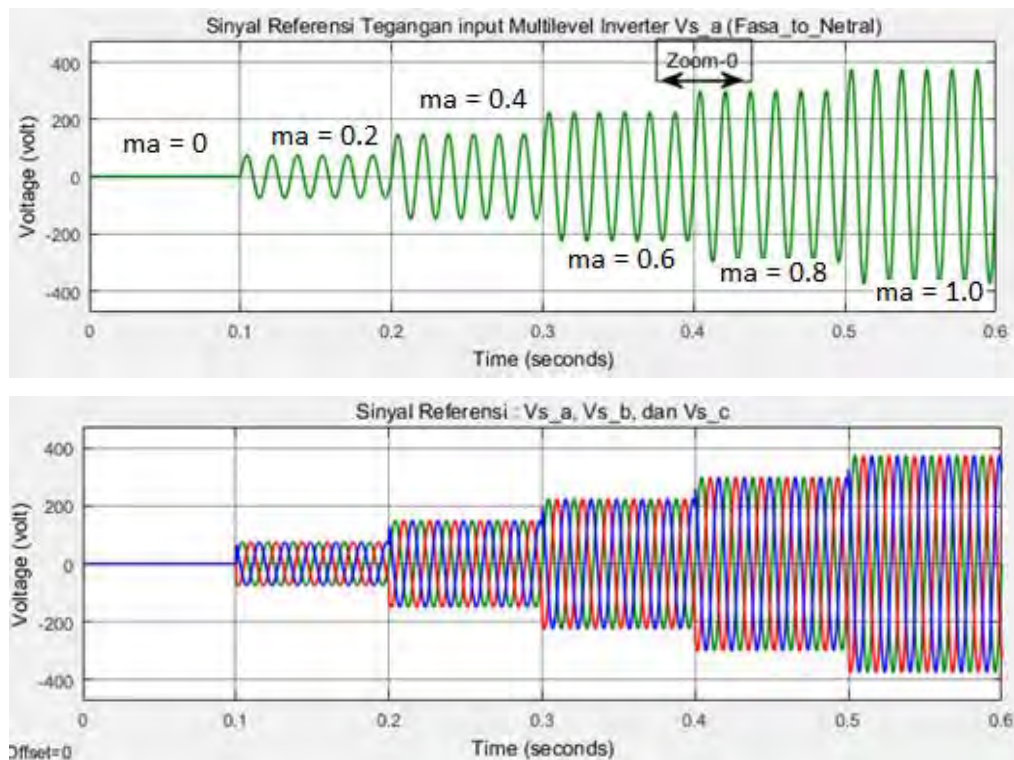
Gambar 4.6. PWM pada rangkaian *gate driver* (fasa-a)



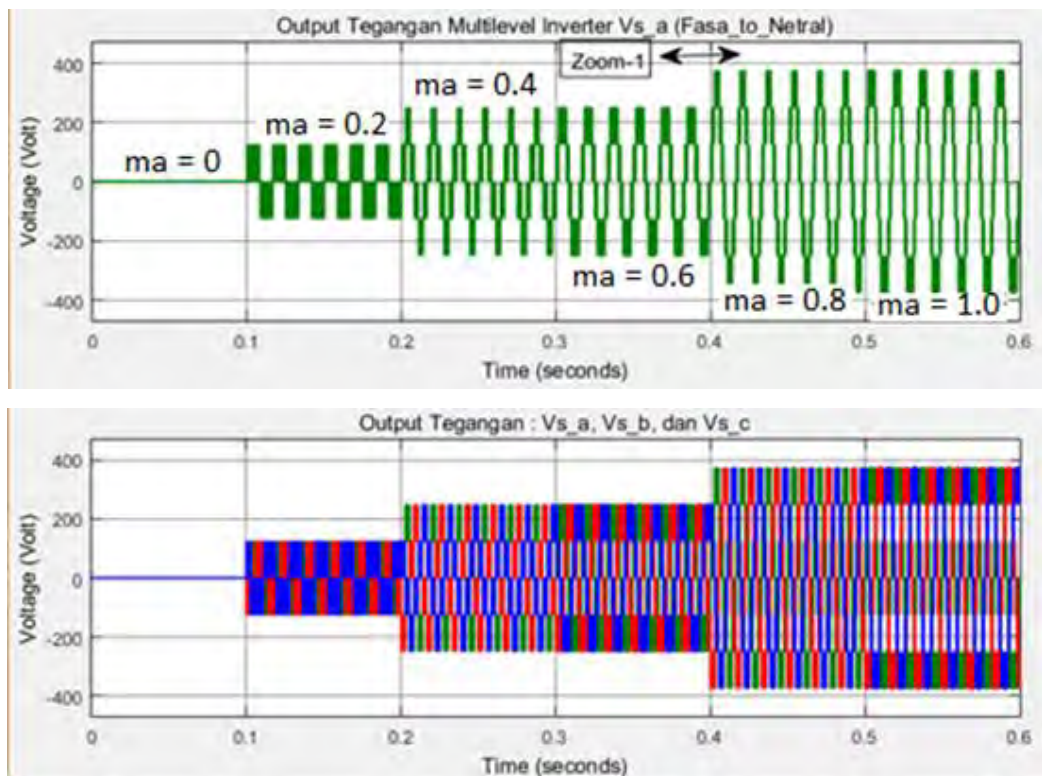
Gambar 4.7. Topologi rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat (hanya fasa-a yang ditunjukkan)

Gambar 4.8 adalah bentuk gelombang masukkan (*input*) sinyal referensi sinusoidal yang digunakan untuk menguji hasil keluaran tegangan dari rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat. Pada Gambar 4.8 tersebut, amplitudo dari sinyal referensi sinusoidal besarnya diubah-bah dengan kenaikan indeks modulasi amplitudo m_a sebesar 0,2 pada setiap interval 0,1 detik.

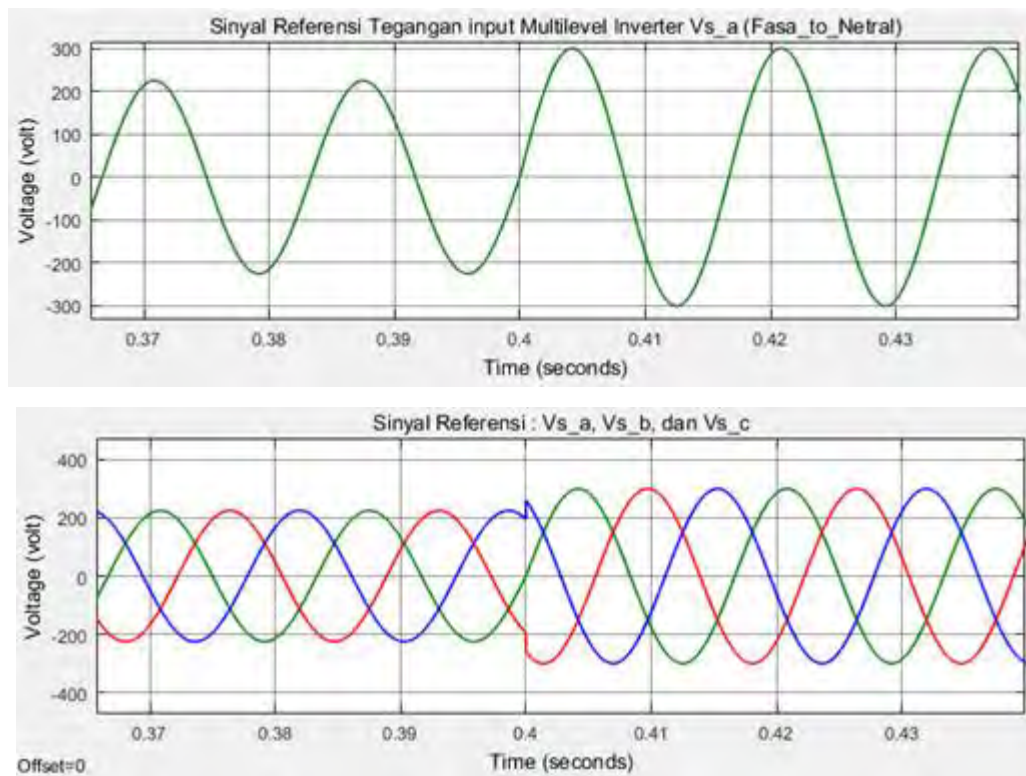
Gambar 4.9 adalah bentuk keluarann (*output*) gelombang tegangan yang dihasilkan oleh rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat. Terlihat pada Gambar 4.10, bahwa keluaran tegangan multilevel inverter berubah-ubah dari 3 level sampai dengan 7 level tergantung dengan besarnya indeks modulasi amplitudo m_a yang digunakan oleh *input* sinyal referensi sinusoidal Gambar 4.8.



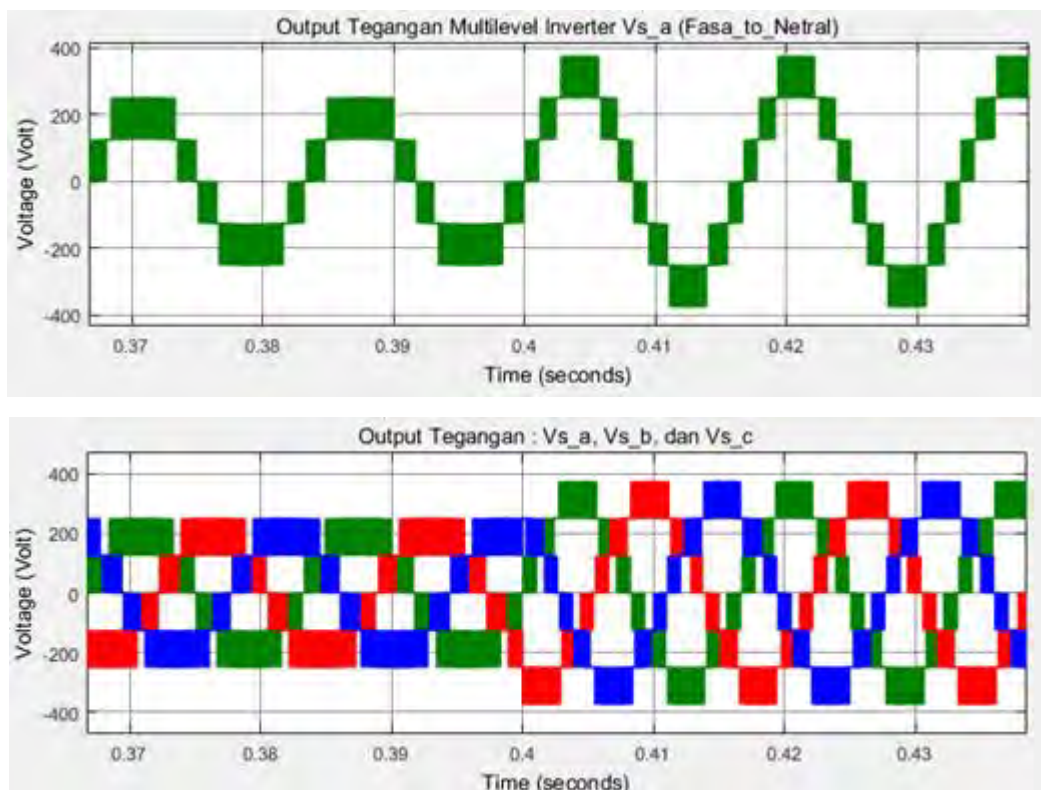
Gambar 4.8. Sinyal referensi sinusoidal



Gambar 4.9. Keluaran gelombang tegangan oleh rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat



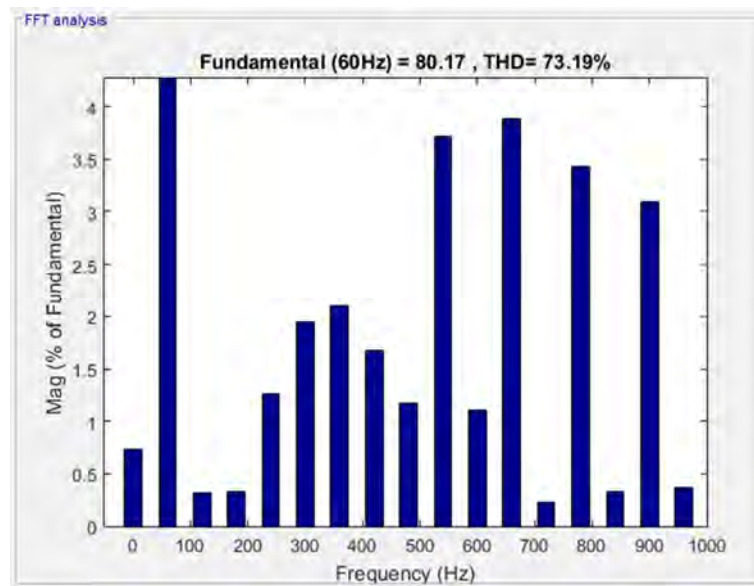
Gambar 4.10. Tampilan *zoom-0* dari Gambar 4.8.



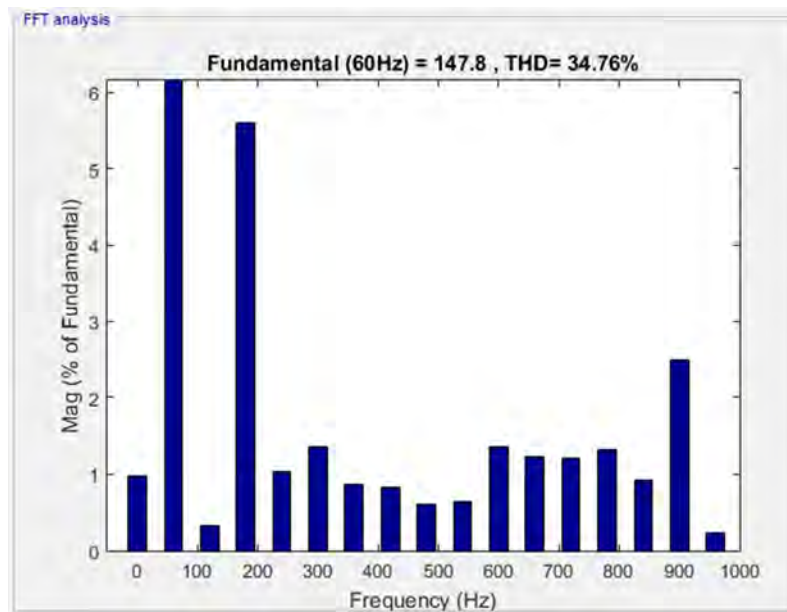
Gambar 4.11. Tampilan *zoom-1* dari Gambar 4.9.

Gambar 4.10 adalah tampilan detail *zoom-0* (diperbesar) dari Gambar 4.8. Dan Gambar 4.11 adalah tampilan detail *zoom-1* (diperbesar) dari Gambar 4.9 pada interval waktu 0,37detik sampai dengan 0,43 detik.

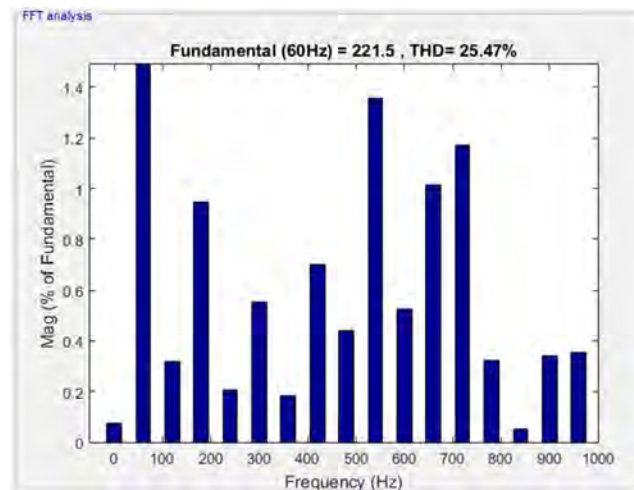
Gambar 4.12 sampai dengan Gambar 4.13 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan beberapa spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat dengan nilai indeks modulasi amplitudo yang berubah-ubah.



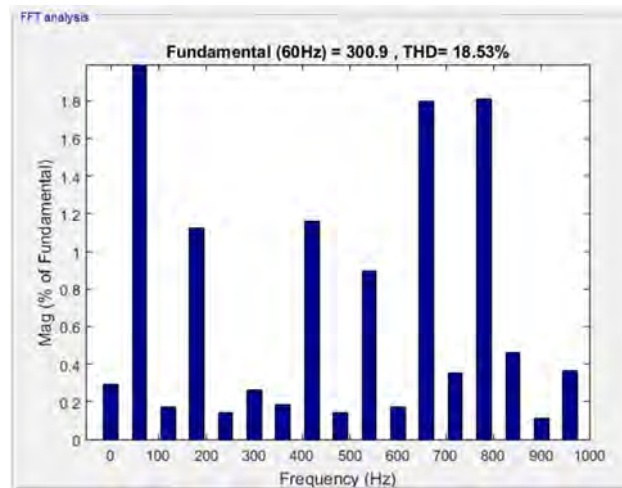
Gambar 4.12. Spektrum harmonik pada $m_a = 0,2$ dan $m_f = 200$



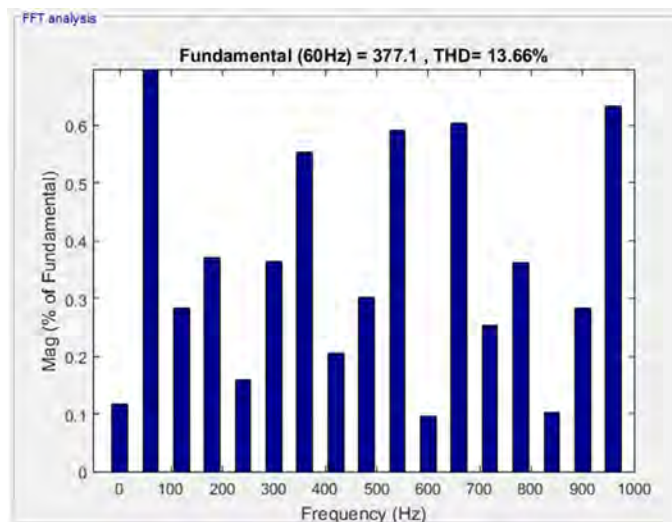
Gambar 4.13. Spektrum harmonik pada $m_a = 0,4$ dan $m_f = 200$



Gambar 4.14. Spektrum harmonik pada $m_a = 0,6$ dan $m_f = 200$



Gambar 4.15. Spektrum harmonik pada $m_a = 0,8$ dan $m_f = 200$



Gambar 4.16. Spektrum harmonik pada $m_a = 1,0$ dan $m_f = 200$

Dari hasil simulasi pada Gambar 4.9 dan Gambar 4.11, terlihat bahwa gelombang *output* tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat berbentuk gelombang sinusoidal *staircase* (tidak murni sinusoidal), namun walaupun begitu, berdasarkan hasil analisis pada Tabel 4.3 bahwa nilai puncak tegangan output pada frekuensi dasar v_{AN} besarnya hampir sama (mendekati) dengan nilai puncak sinyal referensi v_m , berbanding lurus (*linier*) dengan nilai indeks modulasi m_a , dan nilai THD berkurang dengan bertambahnya nilai m_a ,

Tabel 4.3 Hasil perhitungan *output* tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat, frekuensi dasar $f = 60$ Hz, $V_d = 375,6$ V

m_a	Sinyal referensi v_m Peak	Output multilevel Inverter v_{AN} Peak (Fundamental)	Total Harmonik Distortion - THD
0.2	75,12 Volt	80,17 Volt	73,19 %
0.4	150,24 Volt	147,8 Volt	34,76 %
0.6	225,36 Volt	221,5 Volt	25,47 %
0.8	300,48 Volt	300,9 Volt	18,53 %
1.0	375,60 Volt	377,1 Volt	13,66 %

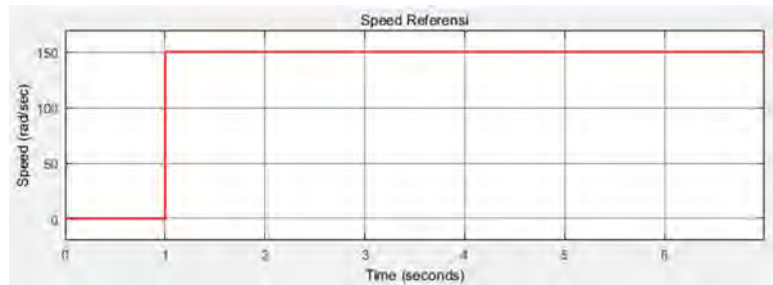
4.3. Simulasi *Closed-loop* Sistem Variable Speed Drive (VSD) Motor Induksi

Untuk melihat respon *closed-loop sistem variable speed drive* (VSD) motor induksi, simulasi dilakukan dengan membuat 2 skenario perubahan kondisi torsi beban dan kecepatan mobil listrik, yaitu : (a) skenario 1 ; mengubah-ubah besar-nya torsi beban dengan kecepatan dipertahankan konstan, (b) skenario 2 ; mengubah-ubah besar-nya torsi beban dan juga kecepatan-nya.

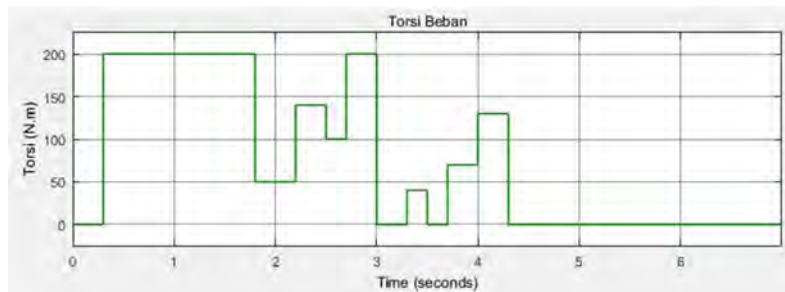
4.3.1. Skenario 1 : Torsi Beban Terhadap Kecepatan Konstan (*Cruise Mode*)

Gambar 4.17 adalah bentuk *input* sinyal referensi kecepatan rotor motor induksi yang diinginkan untuk mengoperasikan sistem VSD motor induksi. Pada saat 0 – 1 detik, kecepatan rotor dibuat dalam keadaan *stand-by*, yaitu kecepatannya sebesar 0 rad/detik. Kemudian setelah 1 detik, kecepatan rotor motor induksi yang diinginkan dibuat konstan sebesar 150 rad/detik.

Gambar 4.18 adalah sinyal torsi beban sebagai bentuk simulasi kondisi jalan yang digunakan untuk *input* gangguan (*disturbance*) pada sistem VSD motor induksi pada mobil listrik.

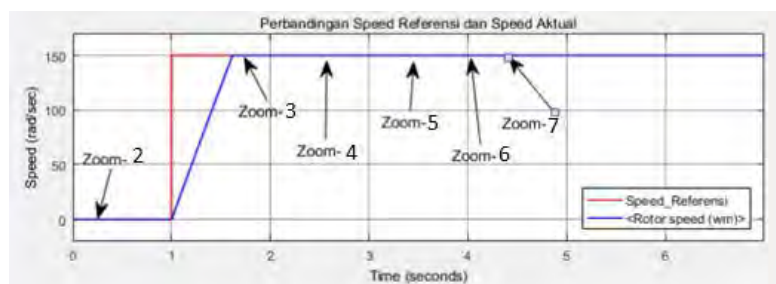


Gambar 4.17. Sinyal *input* referensi kecepatan rotor motor induksi

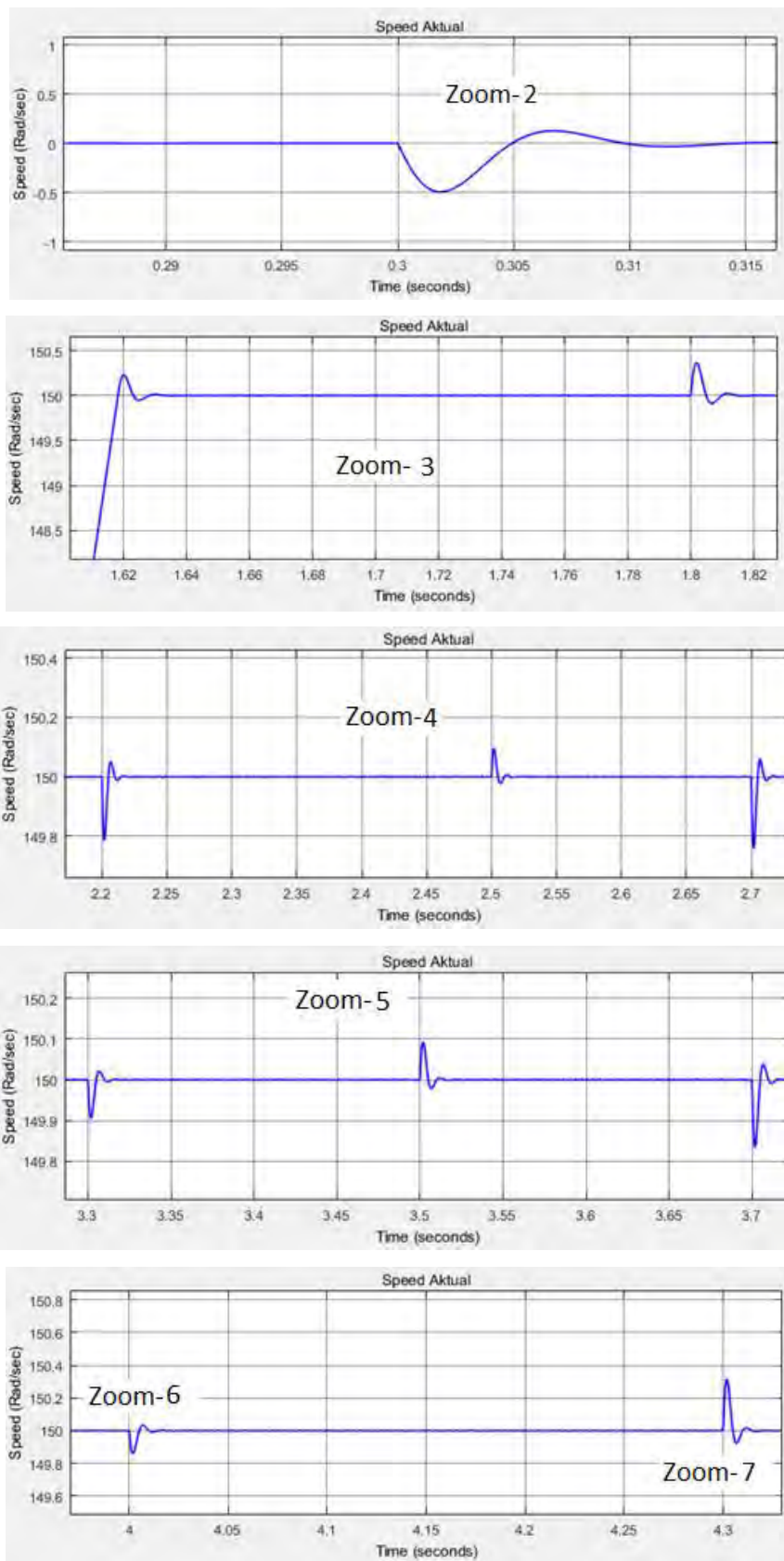


Gambar 4.18. Sinyal torsi beban yang mensimulasikan kondisi gangguan

Gambar 4.19 adalah respon hasil keluaran aktual kecepatan rotor motor induksi. Terlihat pada gambar 4.14 saat $t = 1$ detik kecepatannya di-*input* dengan fungsi *step* 150 rad/detik, dan sistem merespon dengan kecepatan yang terus naik secara linier (*ramp*) dari titik *starting*-nya, kemudian kecepatannya mencapai respon *steady-state* 150 rad/detik pada saat $t = 1,63$ detik. Walaupun pada Gambar 4.19 kurva respon sistem kecepatannya seperti terlihat mulus (*smooth*), namun bila diperbesar (*zoom*) maka akan tampak seperti yang dilukiskan oleh Gambar 4.20 dari *zoom*-2 sampai dengan *zoom*-7 yang disebabkan oleh *input* gangguan torsi beban (lihat Gambar 4.18).



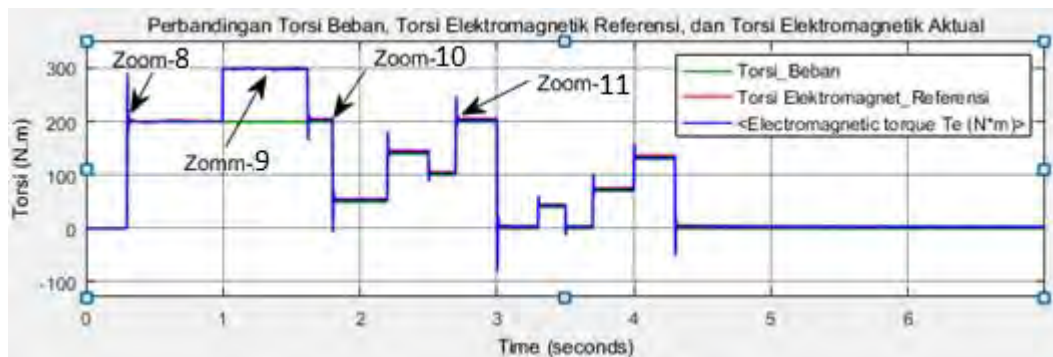
Gambar 4.19. Respon aktual kecepatan rotor motor induksi



Gambar 4.20. Tampilan diperbesar (*zoom*) dari Gambar 4.19

Secara umum respon dinamik (*transient*) dan respon *steady-state* sistem kecepatan terlihat cukup baik sekali, karena sistem kontrol dapat melakukan aksinya dengan mengembalikan ke-keadaannya semula ketika ada gangguan.

Gambar 4.21 adalah respon sinyal referensi torsi elektromagnetik (warna merah) yang dihasilkan oleh *speed controller*, dan respon torsi elektromagnetik aktual yang dihasilkan oleh motor induksi. Pada Gambar 4.21, perbandingan antara sinyal referensi torsi elektromagnetik dan respon torsi elektromagnetik aktual terlihat identik, hal ini membuktikan bahwa *speed dan current controller* telah bekerja dengan baik.

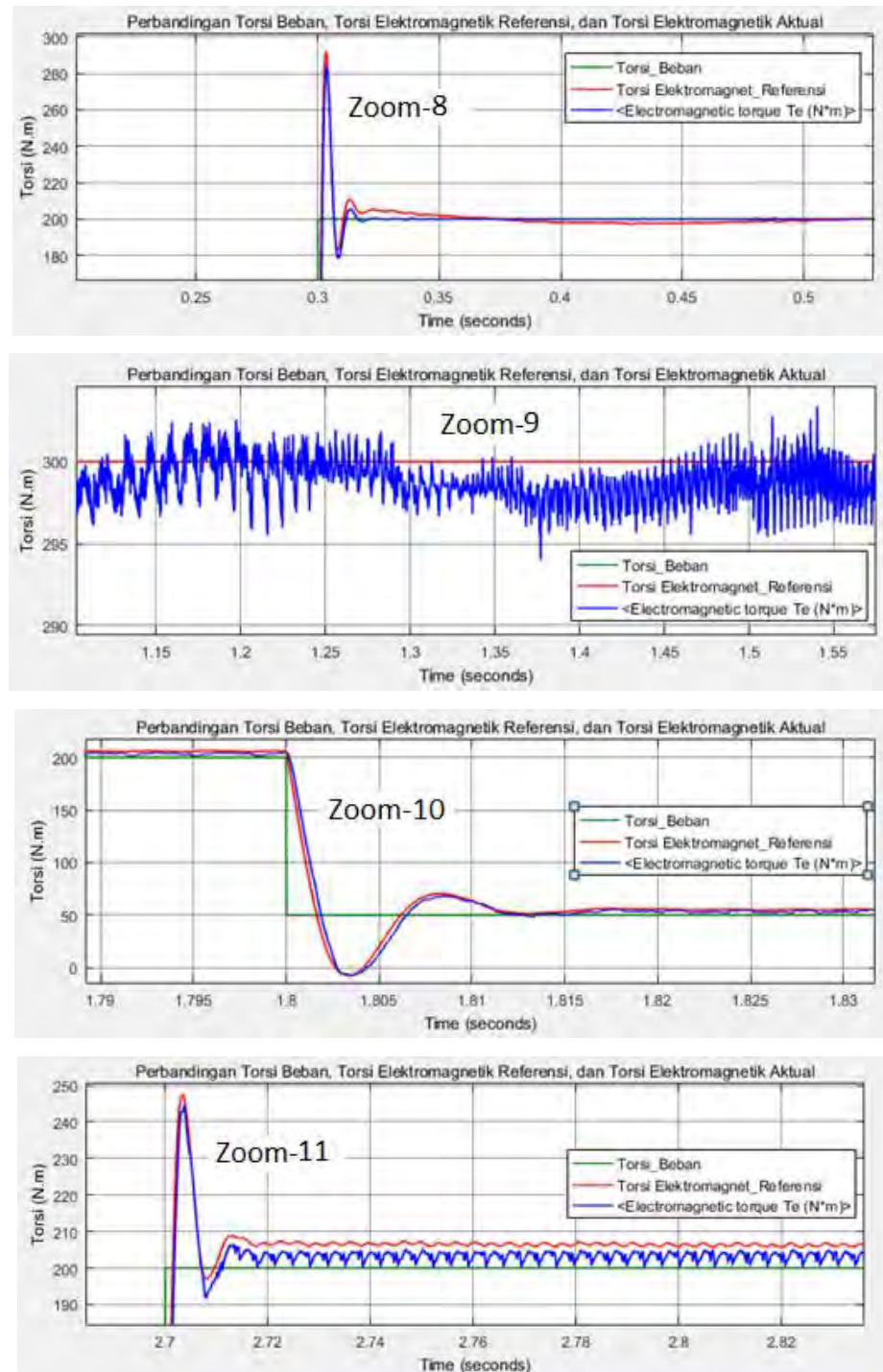


Gambar 4.21. Respon torsi elektromagnetik pada kecepatan konstan

Gambar 4.22 adalah tampilan diperbesar (zoom) dari respon torsi elektromagnetik Gambar 4.16. Pada *zoom-8* Gambar 4.17, awalnya ($t = 0$ detik) kecepatan rotor di-set konstan sebesar 0 rad/detik (*mode stand-by*) dan juga dengan torsi beban nol (tanpa beban). Pada saat $t = 0,3$ detik sistem mengalami gangguan dengan torsi beban sebesar 200 N.m, dan respon torsi elektromagnetik yang dihasilkan mengalami *overshoot* sebesar 290 N.m, kemudian berosilasi dan kembali ke keadaan *steady-state* torsi elektromagnetik-nya sebesar 200 N.m pada saat $t = 0,5$ detik.

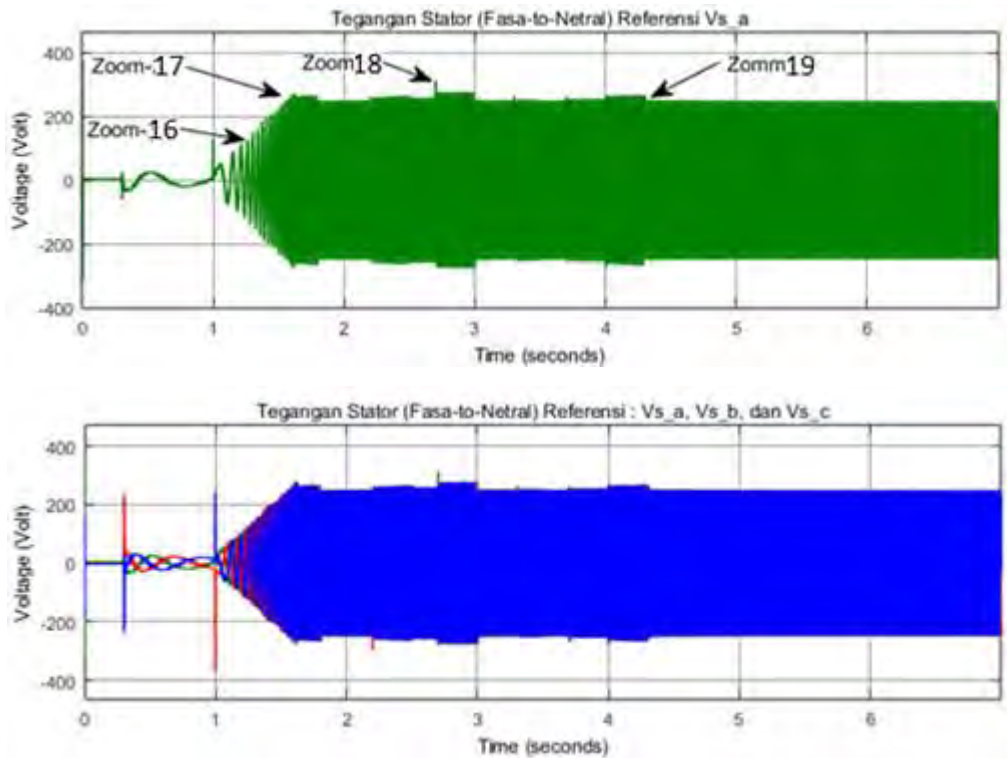
Gambar 4.22 *zoom-9* memperlihatkan tampilan torsi elektromagnetik yang digunakan untuk percepatan (*acceleration*) pada saat 1,15 sampai dengan 1,55 detik. Terlihat pada Gambar 4.22 *zoom-9*, bahwa besar torsi elektromagnetik aktual yang dihasilkan oleh motor induksi mengalami *ripple* kurang-lebih sebesar 5 N.m dari nilai *steady-state*nya sebesar 300 N.m. *Zoom-10* memperlihatkan kondisi *overshoot* torsi elektromagnetik pada saat $t = 1,8$ detik ketika kecepatan

rotor mengalami penurunan (*deceleration*), kemudian berosilasi dan kembali ke nilai *steady-state* sebesar 50 N.m pada saat $t = 1,83$ detik. *Zoom-10* pada Gambar 4.22 memperlihatkan suatu kondisi ketika torsi beban dinaikkan lagi sebesar 200 N.m pada kecepatan rotor konstan sebesar 150 rad/detik.



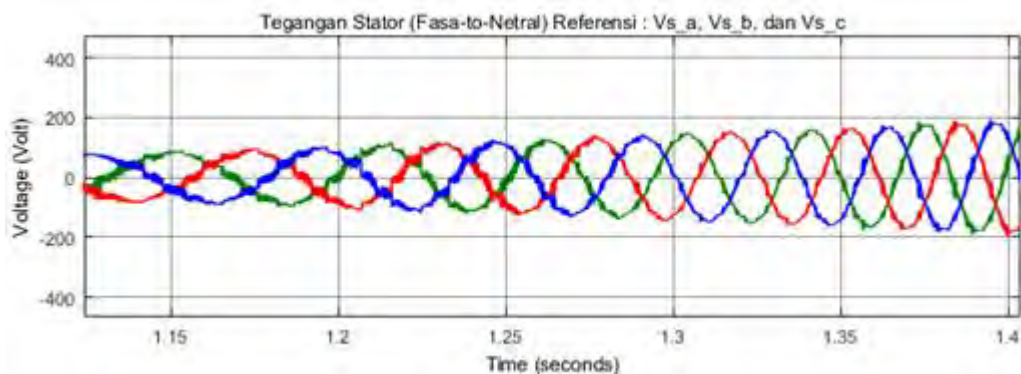
Gambar 4.22. Tampilan diperbesar (*zoom*) dari Gambar 4.21

Gambar 4.23 adalah bentuk sinyal referensi tegangan hasil sintesis *current controller* yang akan diumpankan (sebagai sinyal *input*) ke rangkaian multilevel inverter. Terlihat pada Gambar 4.23 bahwa besarnya fluktuasi sinyal referensi tegangan dipengaruhi oleh besarnya perubahan torsi beban.

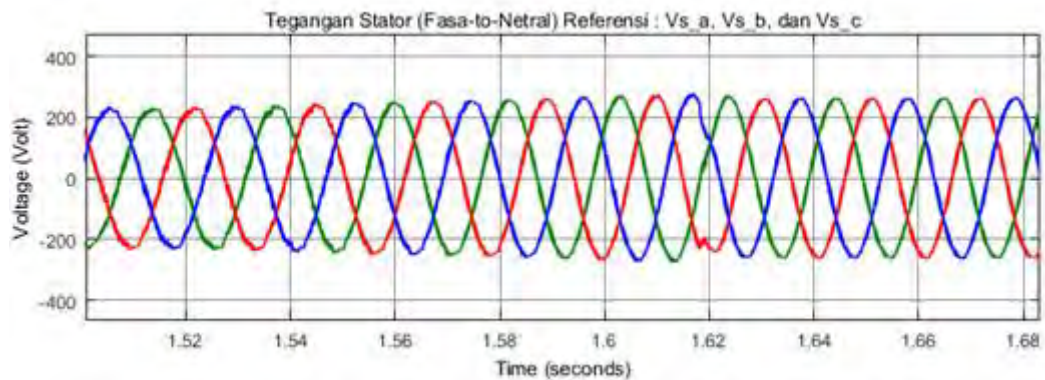


Gambar 4.23. Sinyal referensi tegangan yang dihasilkan oleh *current controller* untuk sinyal input ke multilevel inverter (skenario-1)

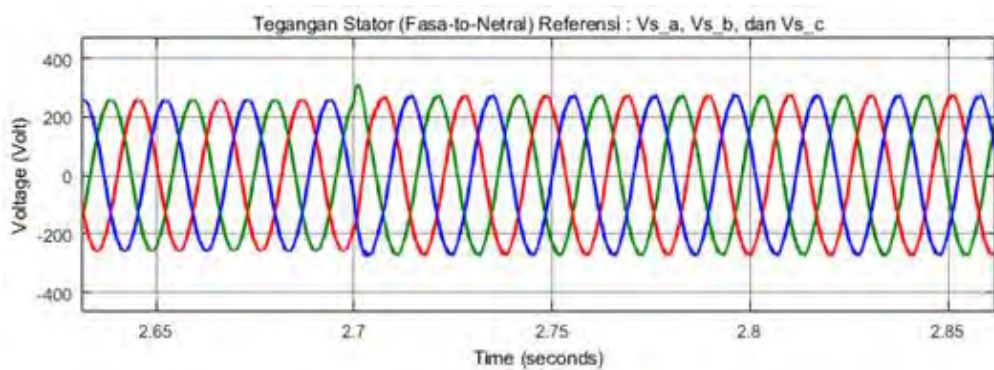
Gambar 4.24 sampai dengan Gambar 4.27 adalah tampilan diperbesar (*zoom*) dari gambar 4.23. Terlihat pada Gambar 4.24 bahwa kandungan harmonisa terbesar terjadi ketika besar sinyal tegangan referensi bernilai rendah.



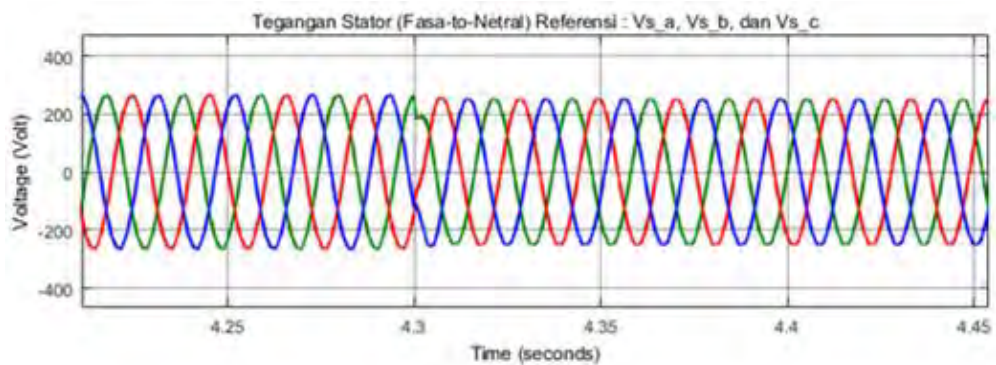
Gambar 4.24. Tampilan *Zoom-16* dari gambar 4.23



Gambar 4.25. Tampilan Zoom-17 dari gambar 4.23

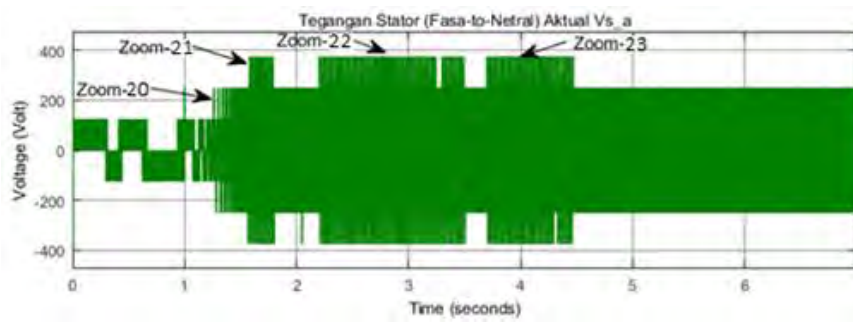


Gambar 4.26. Tampilan Zoom-18 dari gambar 4.23



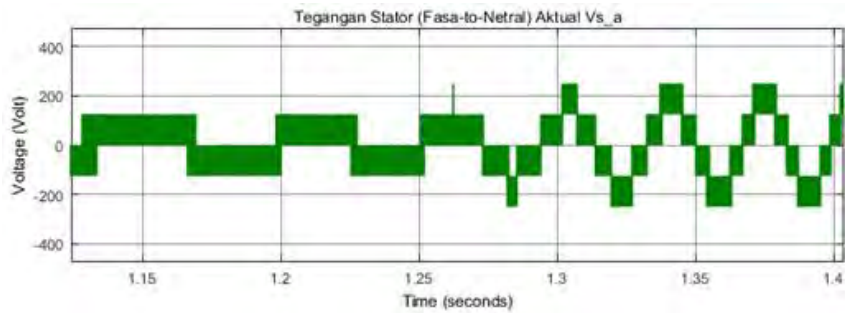
Gambar 4.27. Tampilan Zoom-19 dari gambar 4.23

Gambar 4.28 adalah bentuk keluaran (*output*) tegangan multilevel inverter yang digunakan untuk mensuplai belitan stator motor induksi. Terlihat pada Gambar 4.28 (hanya fasa-a yang ditunjukkan) bahwa banyaknya *level* keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter tergantung dengan besarnya sinyal referensi tegangan yang diberikan.

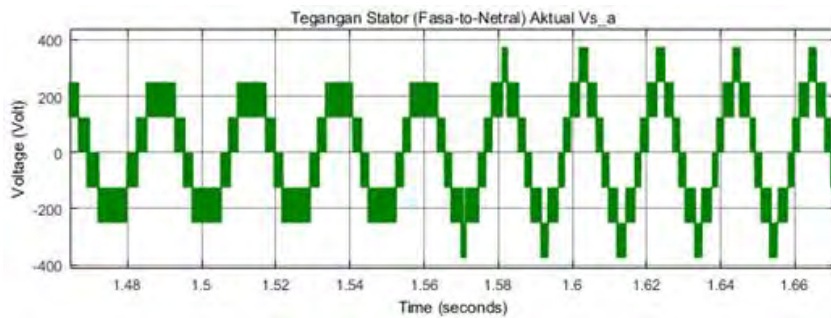


Gambar 4.28. Keluaran tegangan multilevel inverter fasa-a

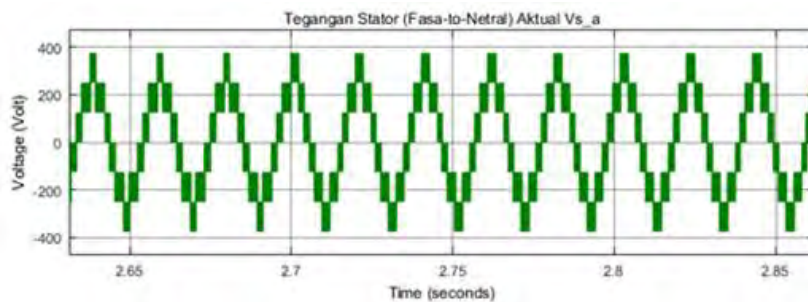
Gambar 4.29 sampai dengan Gambar 4.32 adalah tampilan diperbesar (*zoom*) dari gambar 4.28. sebagai contoh, terlihat pada Gambar 4.24 bahwa besarnya tegangan berubah dari 3 *level* menjadi 5 *level* pada saat $t = 1,25$ detik.



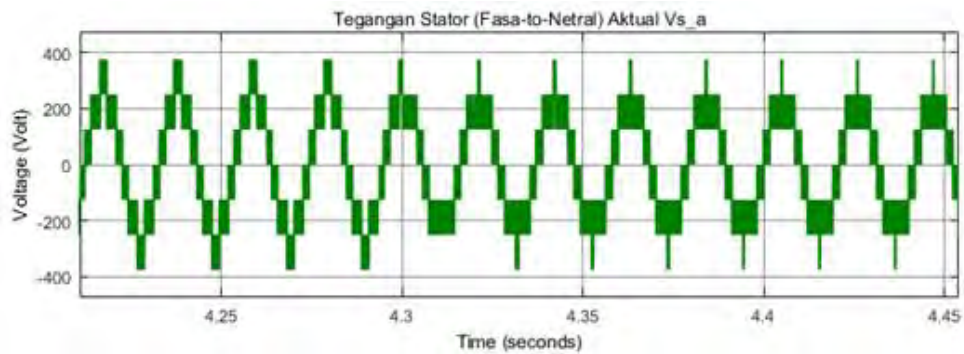
Gambar 4.29. Tampilan *Zoom-20* dari Gambar 4.28



Gambar 4.30. Tampilan *Zoom-21* dari Gambar 4.28

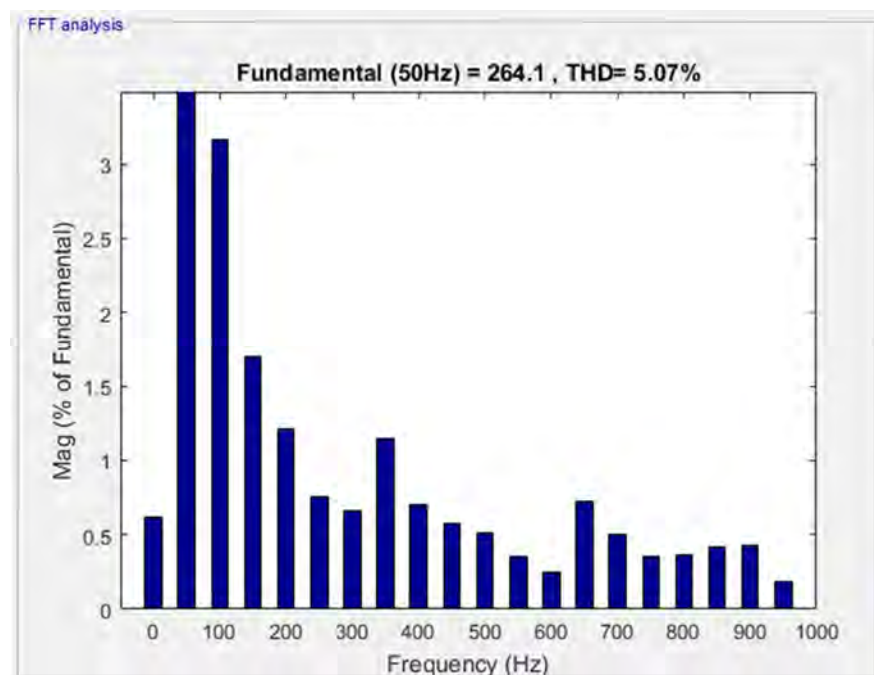


Gambar 4.31. Tampilan *Zoom-22* dari Gambar 4.28



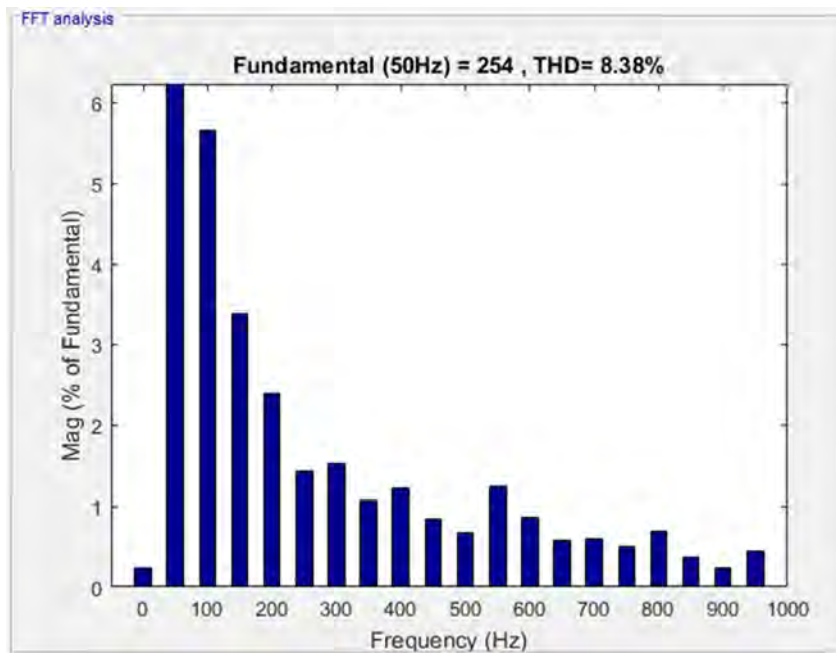
Gambar 4.32. Tampilan Zoom-23 dari Gambar 4.28

Gambar 4.33 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat yang dihitung pada saat $t = 1,7$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 Nm. Dari Gambar 4.33 terlihat bahwa besarnya keluaran tegangan puncak rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat pada frekuensi dasar adalah 264,1 volt dengan THD sebesar 5,07%.



Gambar 4.33. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m

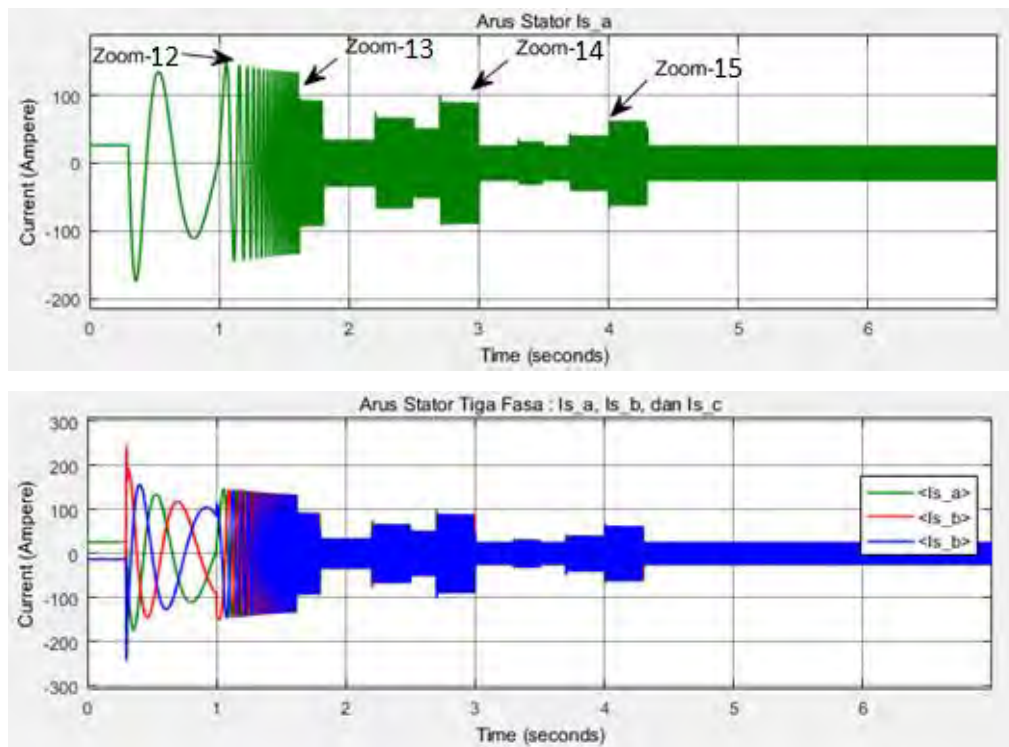
Gambar 4.34 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat yang dihitung pada saat $t = 6$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan tanpa beban (noI). Dari Gambar 4.34 terlihat bahwa besarnya keluaran tegangan puncak rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat pada frekuensi dasar adalah 254,0 volt dengan THD sebesar 8,387%.



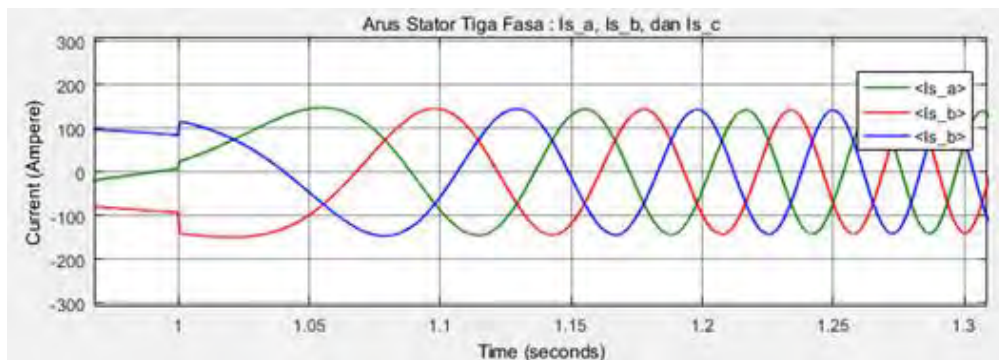
Gambar 4.34. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 6$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban)

Gambar 4.35 adalah respon aktual arus stator motor induksi pada kecepatan konstan sebesar 150 rad/detik dengan besarnya torsi beban yang berubah-ubah. Terlihat pada Gambar 4.33 bahwa besarnya arus stator yang dihasilkan tergantung dengan besarnya gangguan torsi beban yang diberikan.

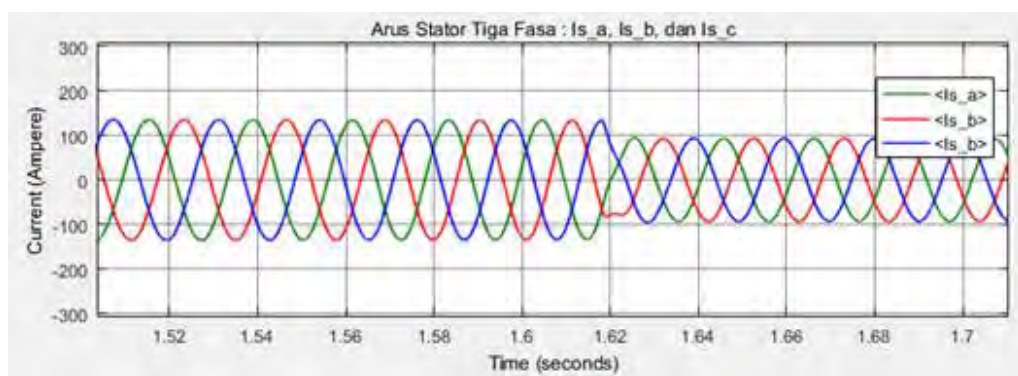
Gambar 4.36 sampai dengan Gambar 4.39 adalah tampilan diperbesar (zoom) dari arus stator Gambar 4.35 yang melukiskan beberapa titik terjadinya gangguan torsi beban.



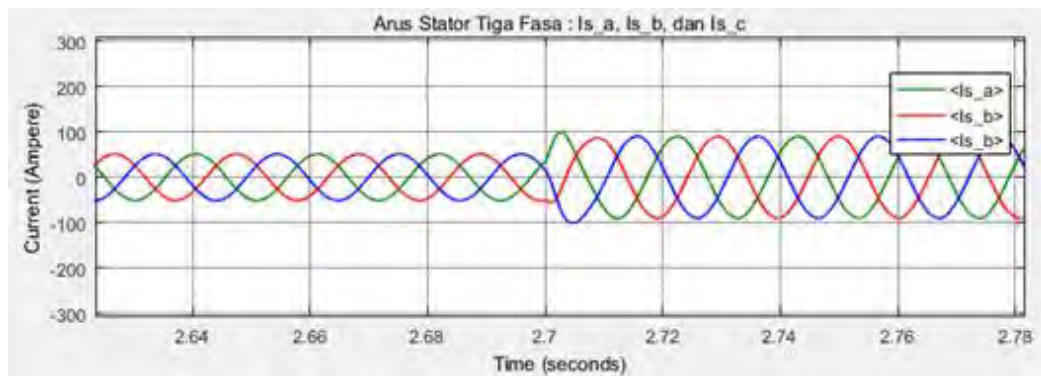
Gambar 4.35. Respon arus stator motor induksi pada kecepatan rotor konstan



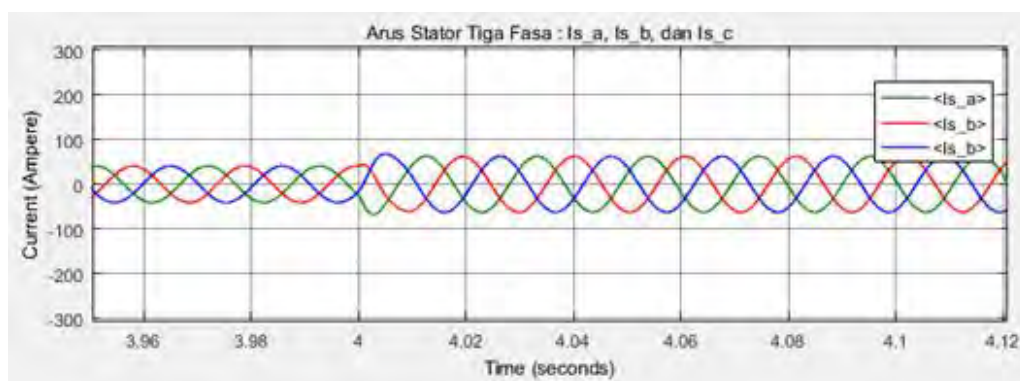
Gambar 4.36. Tampilan Zoom-12 dari Gambar 4.35



Gambar 4.37. Tampilan Zoom-13 dari Gambar 4.35



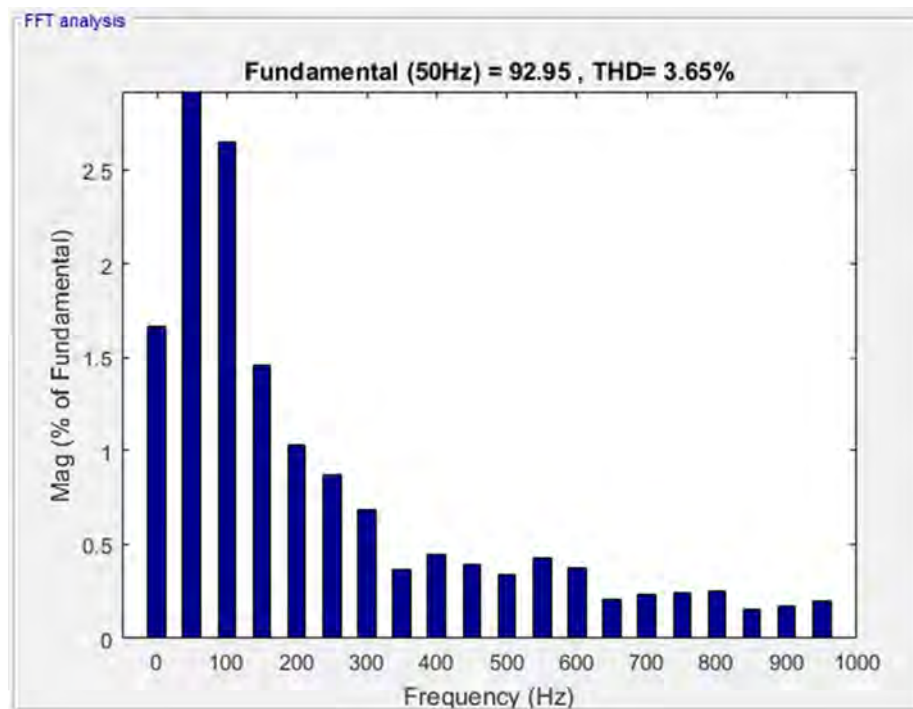
Gambar 4.38. Tampilan Zoom-14 dari Gambar 4.35



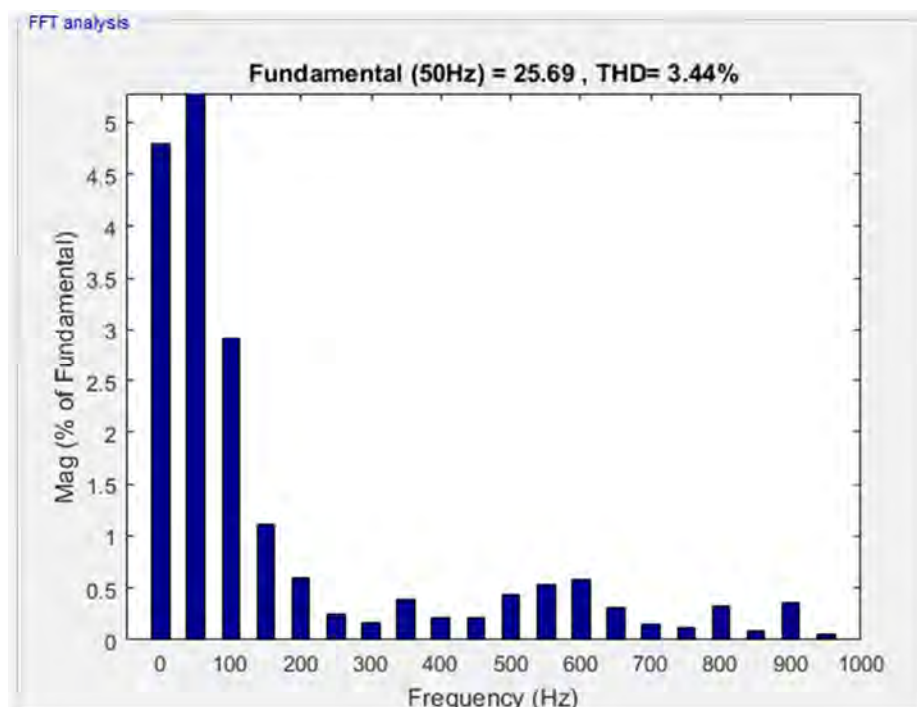
Gambar 4.39. Tampilan Zoom-15 dari Gambar 4.35

Gambar 4.40 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran arus stator motor induksi yang dihitung pada saat $t = 1,7$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 Nm. Dari Gambar 4.40 terlihat bahwa besarnya keluaran arus stator motor induksi pada frekuensi dasar adalah 92,95 ampere (*peak*) dengan THD sebesar 3,65%.

Gambar 4.41 adalah hasil analisis *Fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran arus stator motor induksi yang dihitung pada saat $t = 6$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 0 Nm (tanpa beban). Dari Gambar 4.41 terlihat bahwa besarnya keluaran arus stator motor induksi pada frekuensi dasar adalah 25,69 ampere (*peak*) dengan THD sebesar 3,44%.



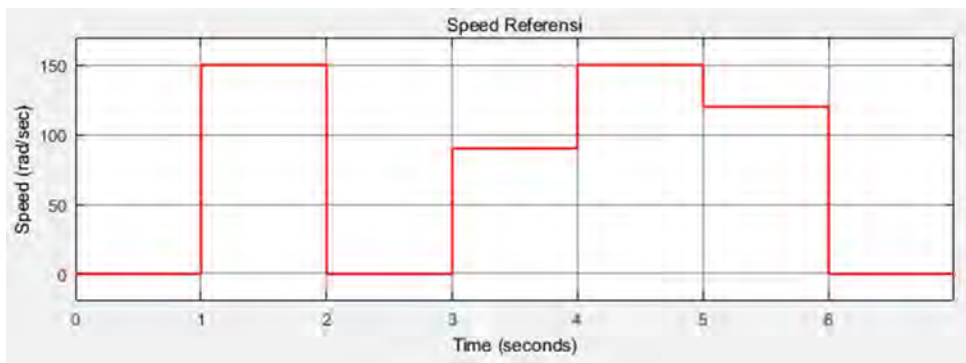
Gambar 4.40. Spektrum harmonik keluaran arus stator motor induksi pada saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m



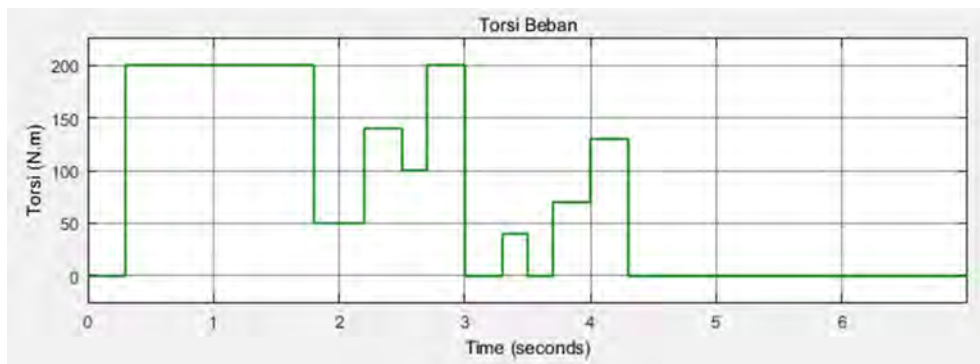
Gambar 4.41. Spektrum harmonik arus stator motor induksi pada saat $t = 6$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban)

4.3.2. Skenario 2 : Kecepatan Variabel Terhadap Torsi Beban (City Driving Mode)

Sama seperti pada skenario 1, Gambar 4.42 adalah bentuk sinyal referensi kecepatan yang mensimulasikan *drive cycle* mobil matahari yang melaju di jalan perkotaan dengan *input* kecepatan yang berubah-ubah. Gambar 4.43 adalah torsi beban yang mensimulasikan adanya sinyal *input* gangguan kondisi jalan yang diberikan pada sistem *variable speed drive motor* induksi..



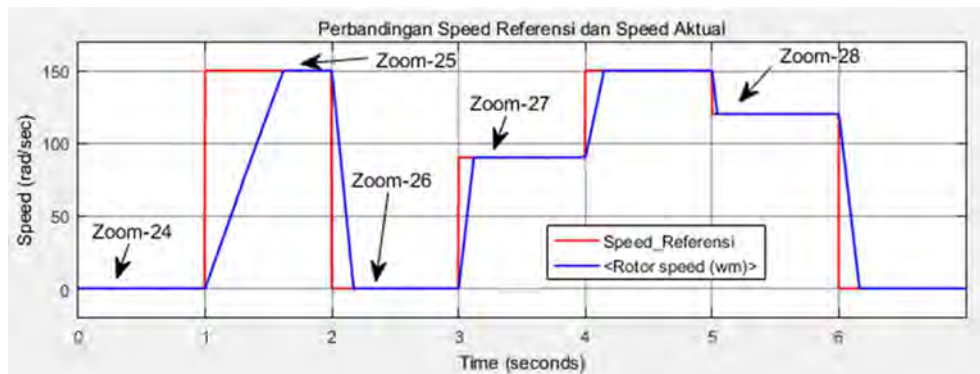
Gambar 4.42 Sinyal referensi kecepatan rotor motor induksi yang bervariasi



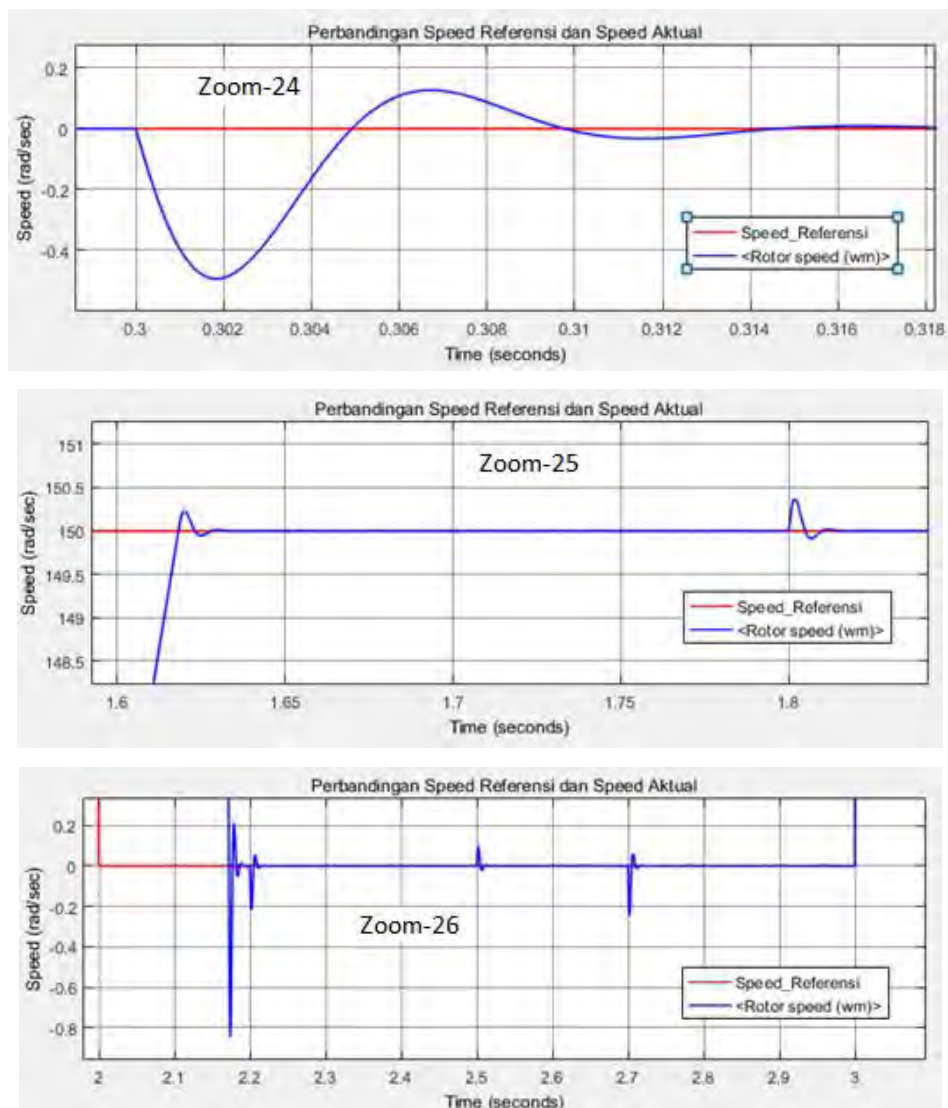
Gambar 4.43 Sinyal input gangguan torsi beban pada motor induksi

Gambar 4.44 adalah respon hasil keluaran aktual kecepatan rotor motor induksi. Walaupun pada Gambar 4.44 kurva respon sistem kecepatannya seperti terlihat mulus (*smooth*), namun bila diperbesar (*zoom*) maka akan tampak seperti yang dilukiskan oleh Gambar 4.45 dari *zoom-24* sampai dengan *zoom-28* yang disebabkan oleh *input* gangguan torsi beban (lihat gambar 4.43). Secara umum respon dinamik (*transient*) dan respon *steady-state* sistem kecepatan terlihat

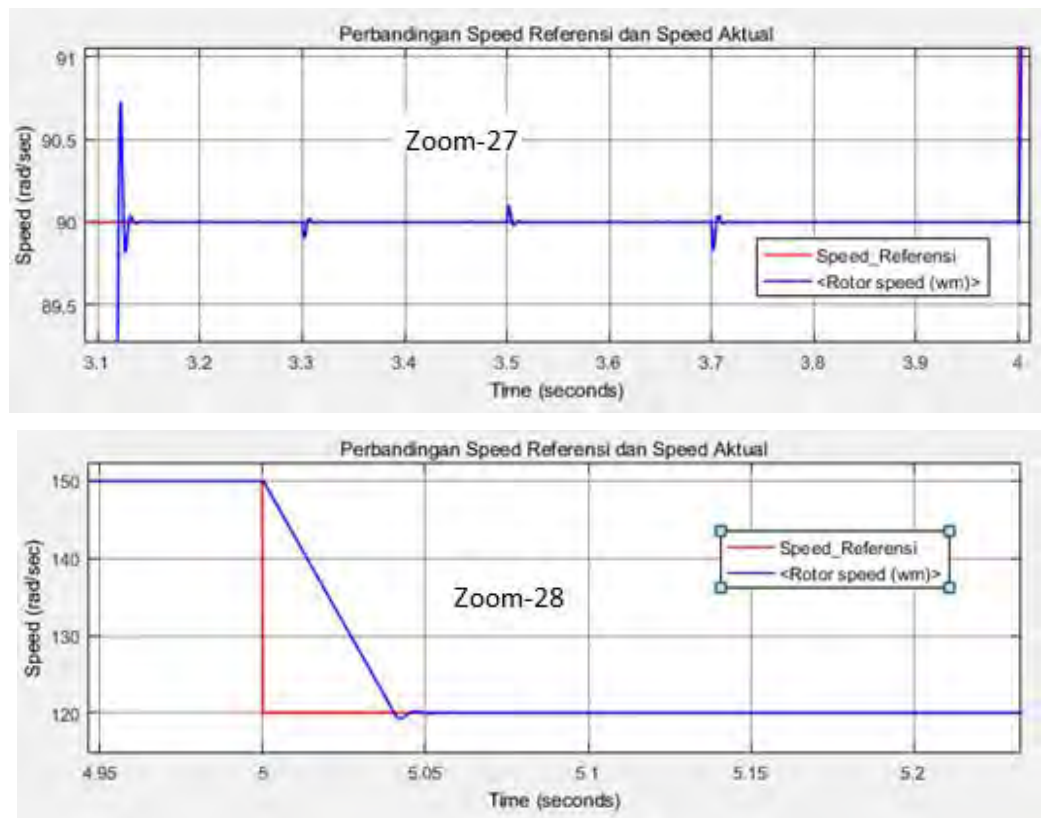
cukup baik sekali, karena sistem kontrol dapat melakukan aksinya dengan mengembalikan ke-keadaannya semula ketika terjadi adanya gangguan



Gambar 4.44 Respon aktual kecepatan rotor motr induksi

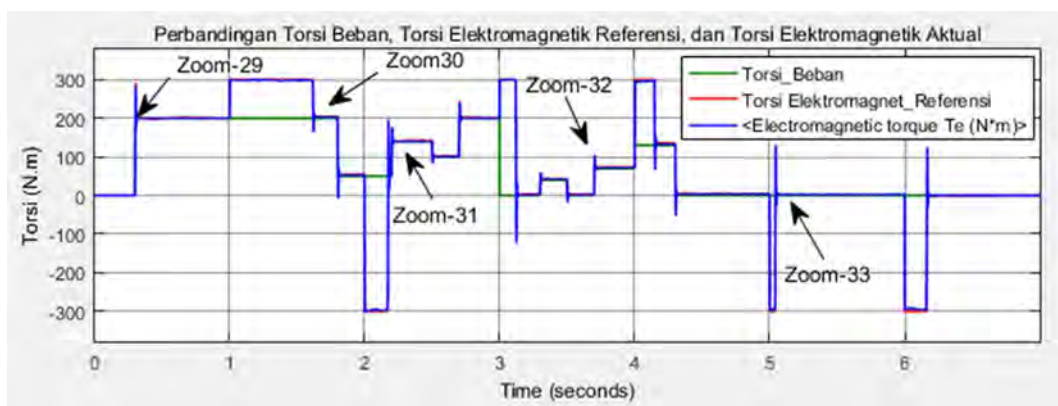


Gambar 4.45. Tampilan diperbesar (zoom) dari Gambar 4.42 (bersambung)



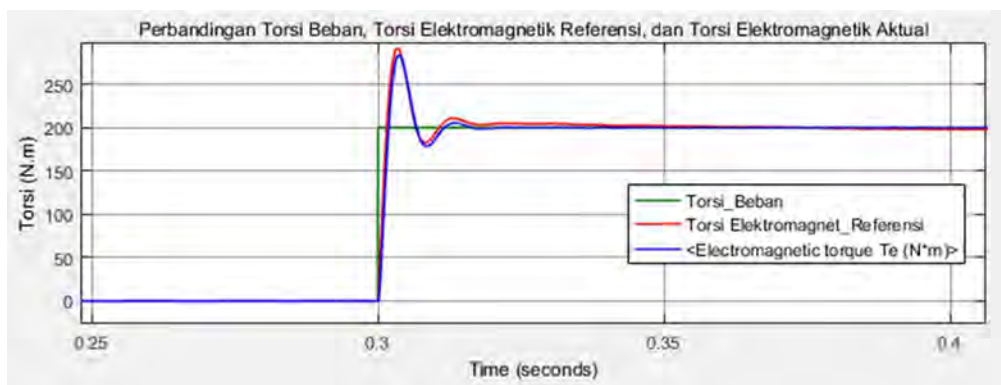
Gambar 4.45. Tampilan diperbesar (zoom) dari Gambar 4.42 (sambungan)

Gambar 4.46 adalah respon sinyal referensi torsi elektromagnetik (warna merah) yang dihasilkan oleh *speed controller*, dan respon torsi elektromagnetik aktual yang dihasilkan oleh keluaran motor induksi. Pada Gambar 4.46, perbandingan antara sinyal referensi torsi elektromagnetik dan respon torsi elektromagnetik aktual terlihat identik, yang mana hal ini membuktikan *bahwa speed dan current controller* telah bekerja dengan baik.



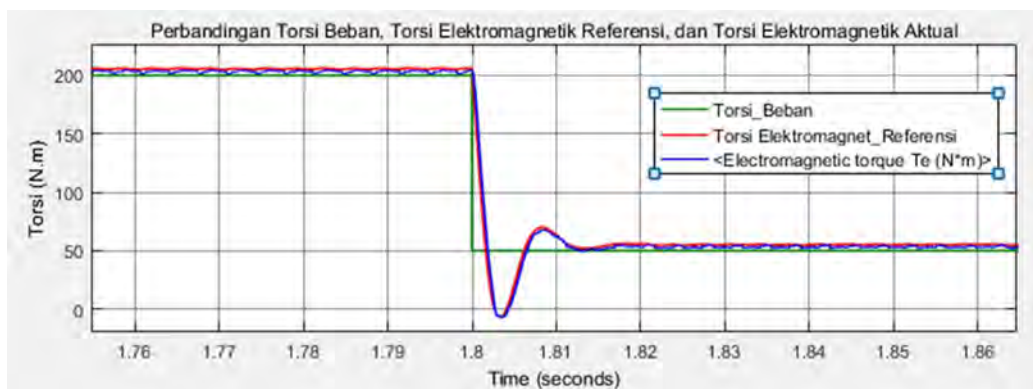
Gambar 4.46. Respon torsi elektromagnetik pada kecepatan bervariasi

Gambar 4.47 adalah tampilan diperbesar (zoom) dari respon torsi elektromagnetik Gambar 4.46. Pada *zoom-29* Gambar 4.47, awalnya ($t = 0$ detik) kecepatan rotor di-set konstan sebesar 0 rad/detik (*mode stand-by*) dan juga dengan torsi beban nol (tanpa beban). Pada saat $t = 0,3$ detik sistem mengalami gangguan dengan torsi beban sebesar 200 N.m, dan respon torsi elektromagnetik yang dihasilkan mengalami *overshoot* sebesar 290 N.m, kemudian ber-osilasi dan kembali ke keadaan *steady-state* torsi elektromagnetik-nya sebesar 200 N.m pada saat $t = 0,4$ detik.

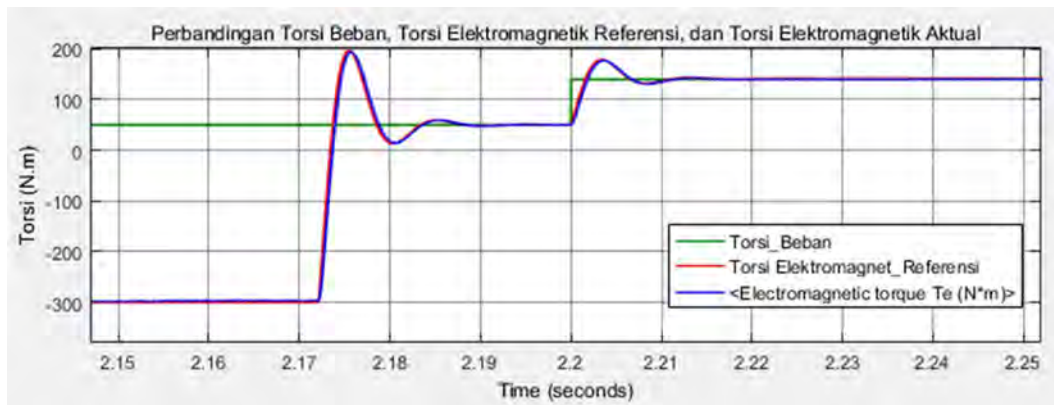


Gambar 4.47. Tampilan diperbesar (*zoom-29*) dari Gambar 4.46

Gambar 4.48 *zoom-30* memperlihatkan kondisi *overshoot* torsi elektromagnetik pada saat $t = 1.8$ detik ketika kecepatan rotor mengalami penurunan (*deceleration*) ke 0 rad/detik, kemudian torsi elektromagnetik-nya berosilasi dan kembali ke-nilai *steady-state* sebesar 50 N.m pada saat $t = 1,83$ detik. *Zoom-31* pada Gambar 4.49 memperlihatkan suatu kondisi *overshoot* torsi elektromagnetik ketika torsi beban dinaikkan lagi 150 N.m pada keadaan *stand-by* 0 rad/detik.

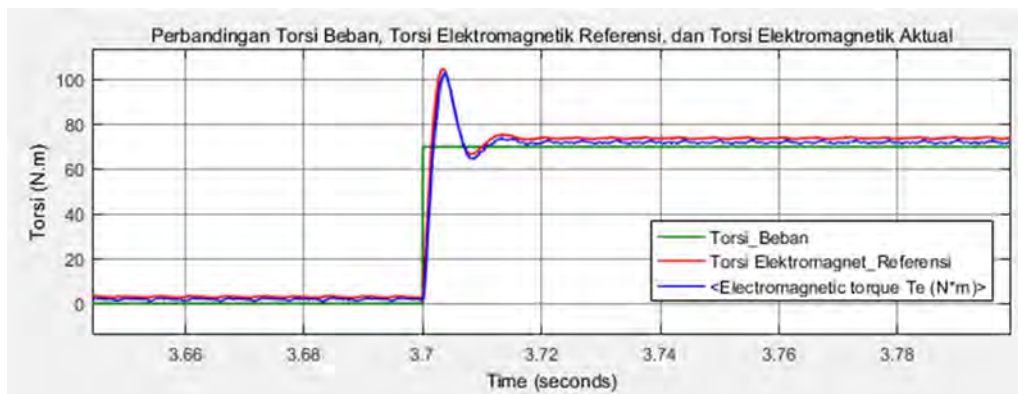


Gambar 4.48. Tampilan diperbesar (*zoom-30*) dari Gambar 4.46



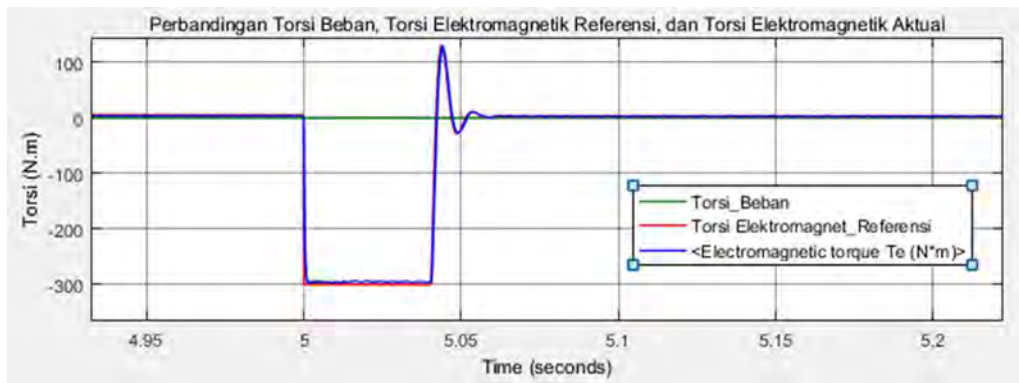
Gambar 4.49. Tampilan diperbesar (zoom-31) dari Gambar 4.46

Zoom-32 pada Gambar 4.50 memperlihatkan suatu kondisi *overshoot* torsi elektromagnetik ke 100 N.m ketika torsi beban dinaikkan pada keadaan kecepatan rotor 90 rad/detik, kemudian torsi elektromagnetik-nya berosilasi dan kembali ke nilai *steady-state* sebesar 70 N.m pada saat $t = 3,74$ detik



Gambar 4.50. Tampilan diperbesar (zoom-32) dari Gambar 4.46

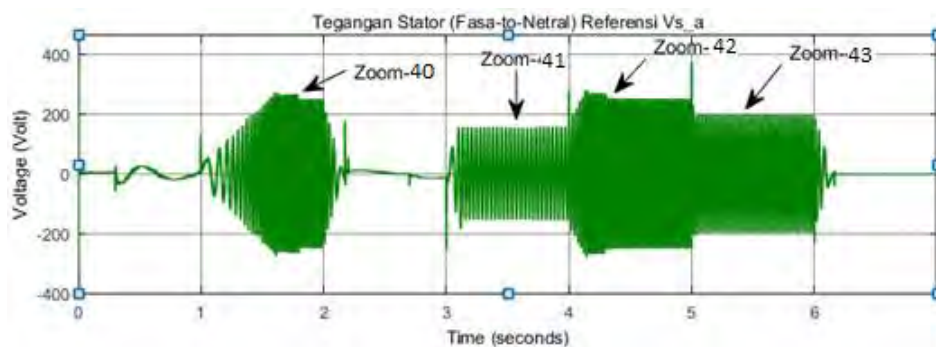
Zoom-33 pada Gambar 4.51 memperlihatkan suatu kondisi *overshoot* torsi elektromagnetik ke 120 N.m pada keadaan kecepatan rotor diturunkan dari 150 rad/detik ke 120 rad/detik dan torsi beban nol (tanpa beban), kemudian torsi elektromagnetik-nya berosilasi dan kembali ke nilai *steady-state* sebesar 0 N.m pada saat $t = 5,1$ detik.



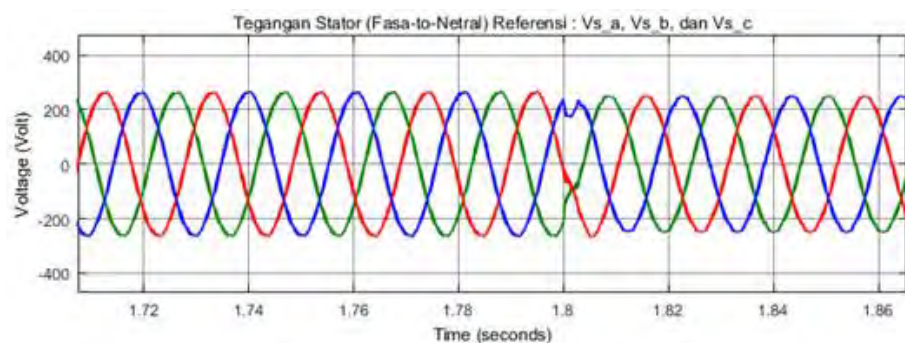
Gambar 4.51. Tampilan diperbesar (*zoom-33*) dari Gambar 4.46

Gambar 4.52 adalah bentuk sinyal referensi tegangan hasil sintesis *current controller* yang akan diumpankan (sebagai sinyal *input*) ke rangkaian multilevel inverter. Terlihat pada Gambar 4.52 bahwa besarnya fluktuasi sinyal referensi tegangan dipengaruhi oleh besarnya perubahan nilai torsi beban.

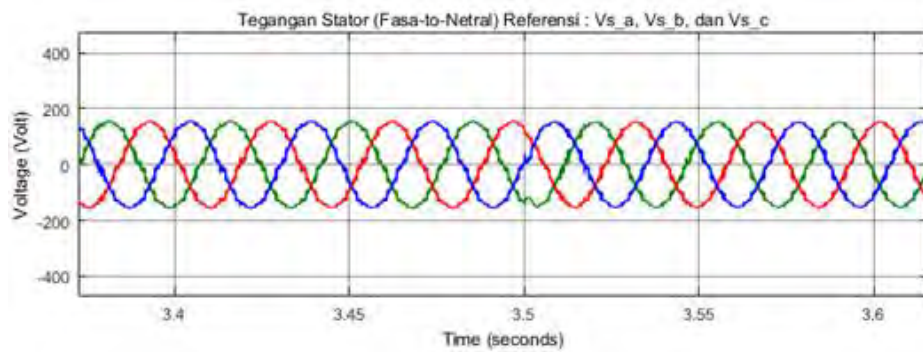
Gambar 4.53 sampai dengan Gambar 4.56 adalah tampilan diperbesar (*zoom*) dari Gambar 4.52. Terlihat pada Gambar 4.54 bahwa kandungan harmonisa terbesar terjadi ketika besar sinyal tegangan referensi bernilai rendah.



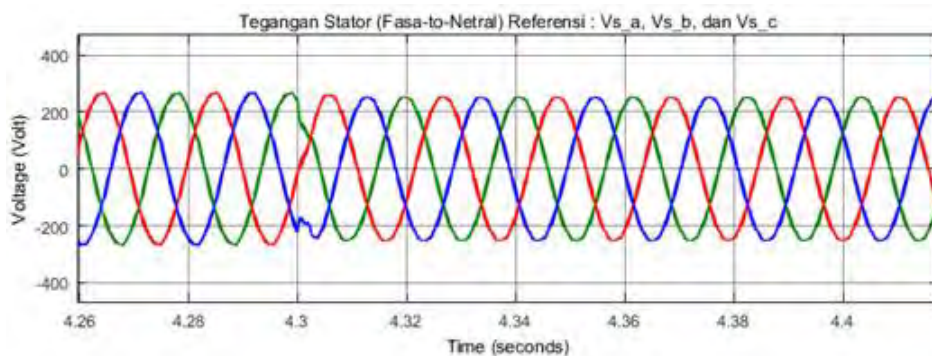
Gambar 4.52. Sinyal referensi tegangan yang dihasilkan oleh *current controller* untuk sinyal input ke multilevel inverter (skenario-2)



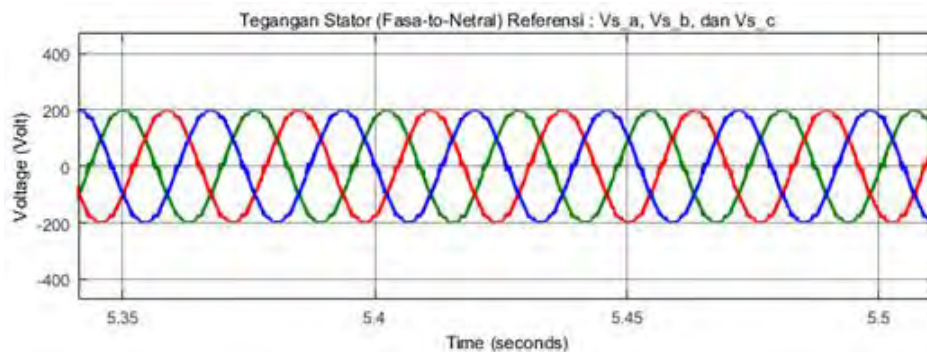
Gambar 4.53. Tampilan *Zoom-40* dari Gambar 4.52



Gambar 4.54. Tampilan Zoom-41 dari Gambar 4.52

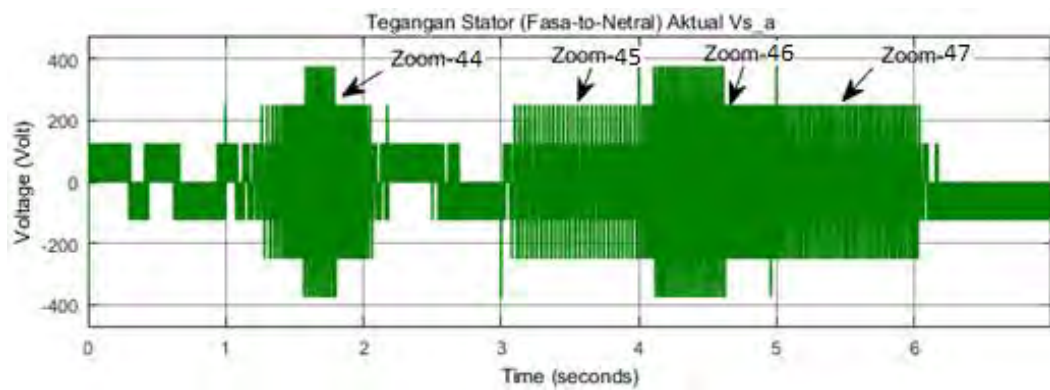


Gambar 4.55. Tampilan Zoom-42 dari Gambar 4.52



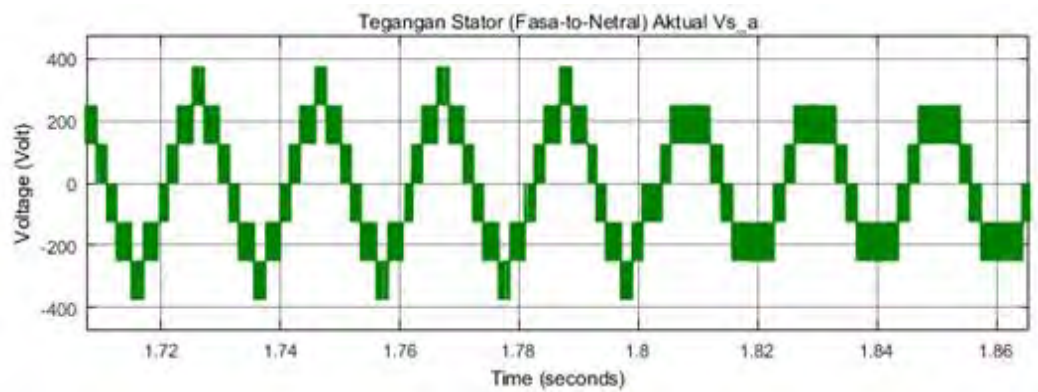
Gambar 4.56. Tampilan Zoom-43 dari Gambar 4.52

Gambar 4.57 adalah bentuk keluaran (*output*) tegangan multilevel inverter yang digunakan untuk mensuplai belitan stator motor induksi. Terlihat pada gambar 4.57 (hanya fasa-a yang ditunjukkan) bahwa jumlah *level* keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter tergantung dengan besarnya sinyal referensi tegangan yang diberikan.

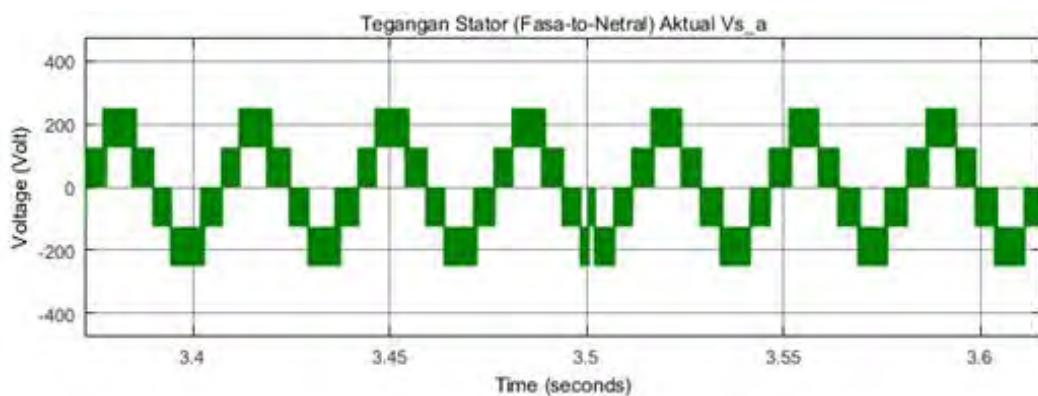


Gambar 4.57. Keluaran tegangan multilevel inverter fasa-a

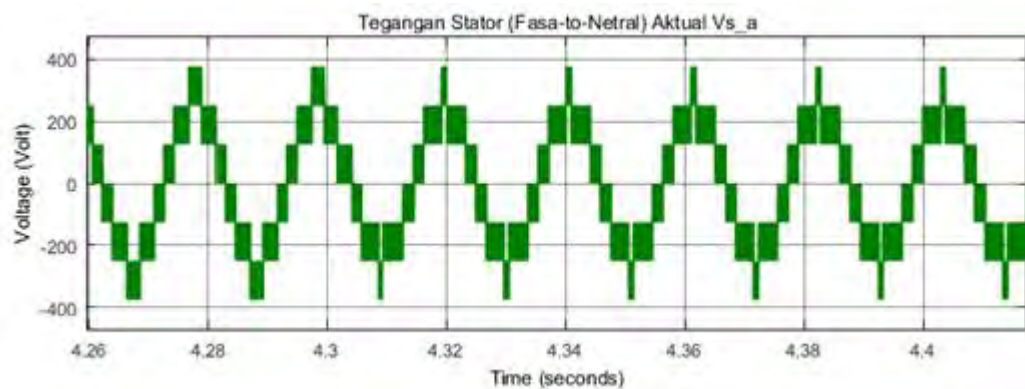
Gambar 4.58 sampai dengan Gambar 4.61 adalah tampilan diperbesar (*zoom*) dari Gambar 4.57. Terlihat pada Gambar 4.58 bahwa besarnya keluaran tegangan berubah dari 3 *level* menjadi 5 *level* pada $t = 1,25$ detik



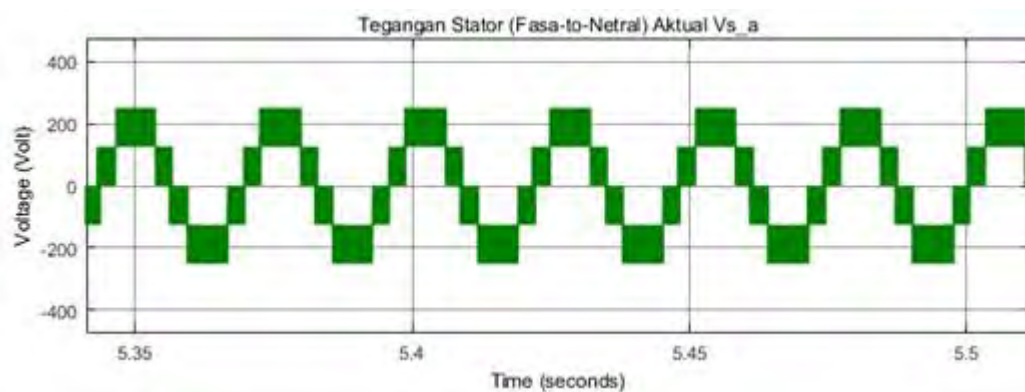
Gambar 4.58. Tampilan *Zoom-44* dari Gambar 4.57



Gambar 4.59. Tampilan *Zoom-45* dari Gambar 4.57



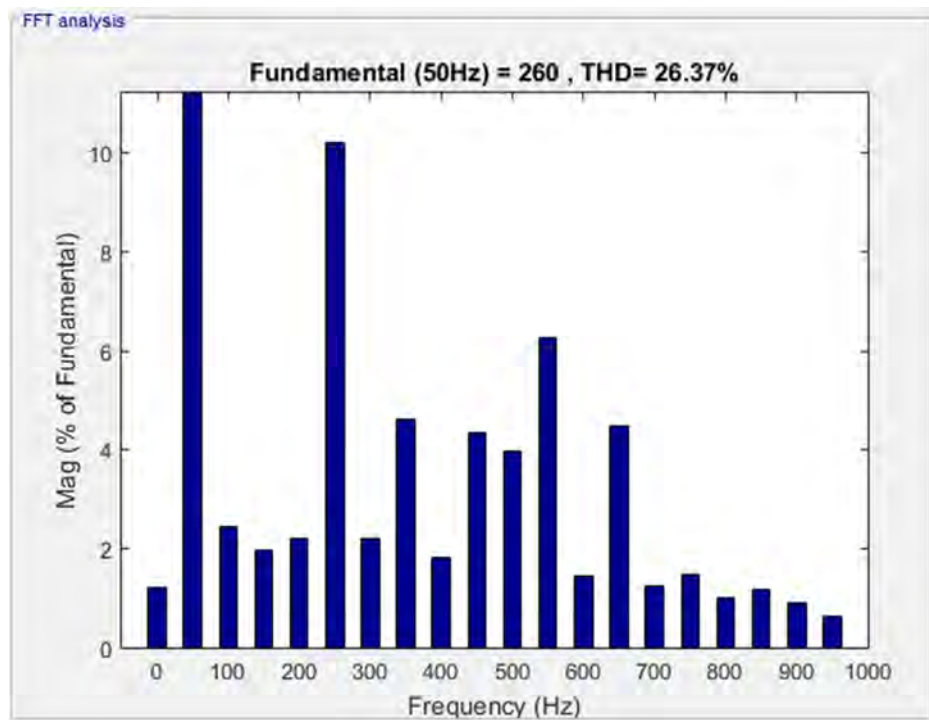
Gambar 4.60. Tampilan Zoom-46 dari gambar 4.57



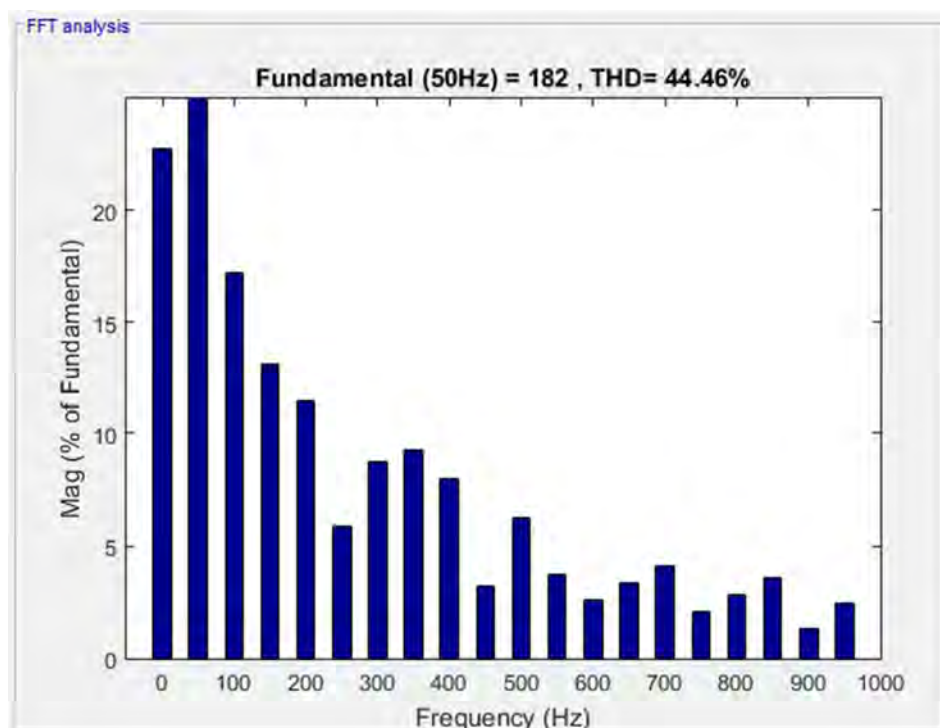
Gambar 4.61. Tampilan Zoom-47 dari Gambar 4.57

Gambar 4.62 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat yang dihitung pada saat $t = 1,7$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 Nm. Dari Gambar 4.62 terlihat bahwa besarnya keluaran tegangan puncak rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat pada frekuensi dasar adalah 260 volt dengan THD sebesar 26,37%.

Gambar 4.63 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat yang dihitung pada saat $t = 5,35$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 120 rad/detik dan tanpa beban (noI). Dari Gambar 4.63 terlihat bahwa besarnya keluaran tegangan puncak rangkaian multilevel inverter jembatan-H bertingkat pada frekuensi dasar adalah 182 volt dengan THD sebesar 44,46%.



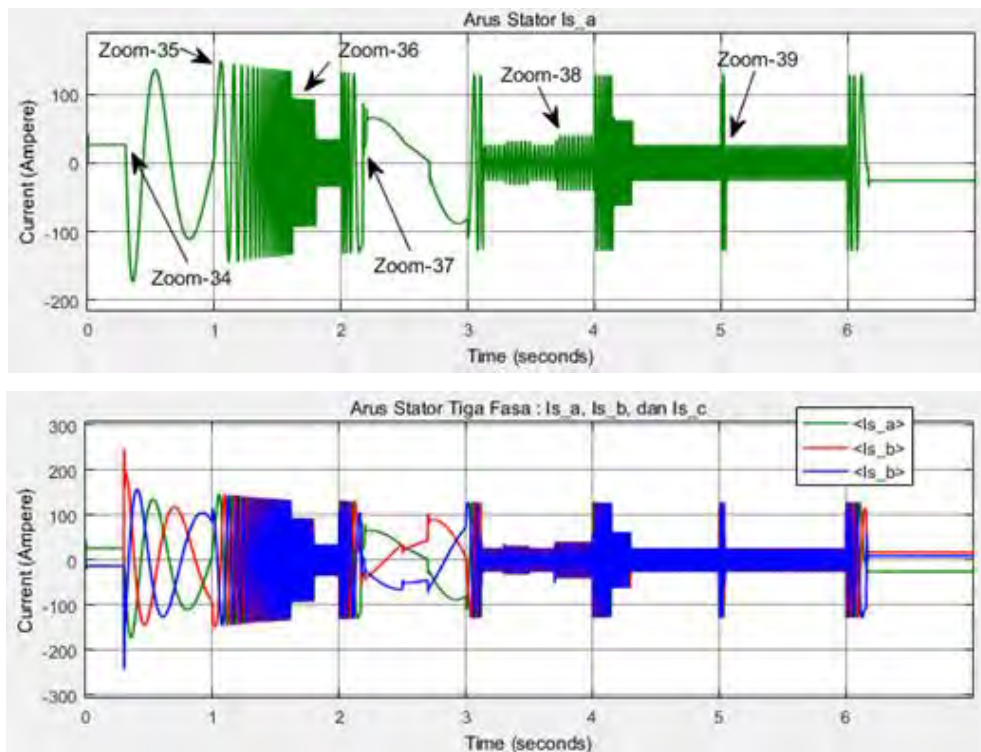
Gambar 4.62. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 Nm



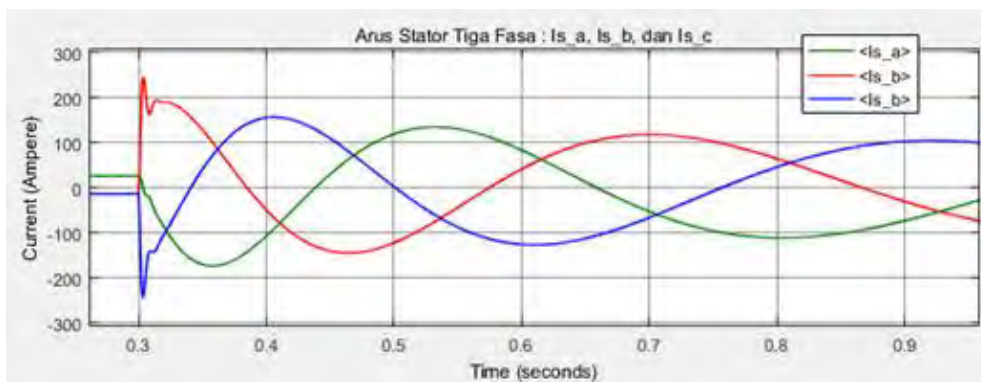
Gambar 4.63. Spektrum harmonik keluaran tegangan rangkaian multilevel inverter saat $t = 5,35$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 120 rad/detik dan torsi beban 0 (tanpa beban)

Gambar 4.64 adalah respon aktual arus stator motor induksi pada kecepatan yang bervariasi dan juga dengan besarnya torsi beban yang berubah-ubah. Terlihat pada Gambar 4.64 bahwa besarnya arus stator yang dihasilkan tergantung dengan besarnya gangguan torsi beban yang diberikan.

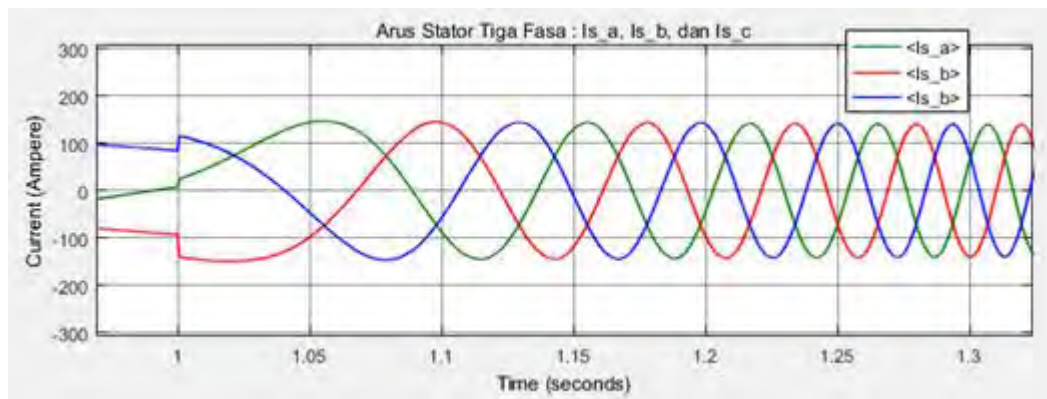
Gambar 4.36 sampai dengan Gambar 4.39 adalah tampilan diperbesar (zoom) dari arus stator Gambar 4.35 yang melukiskan beberapa titik terjadi gangguan torsi beban.



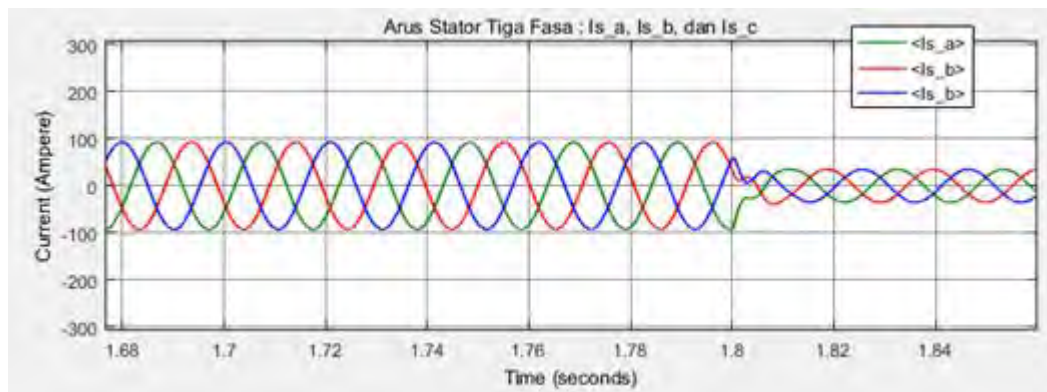
Gambar 4.64. Respon arus stator motor induksi pada kecepatan rotor bervariasi



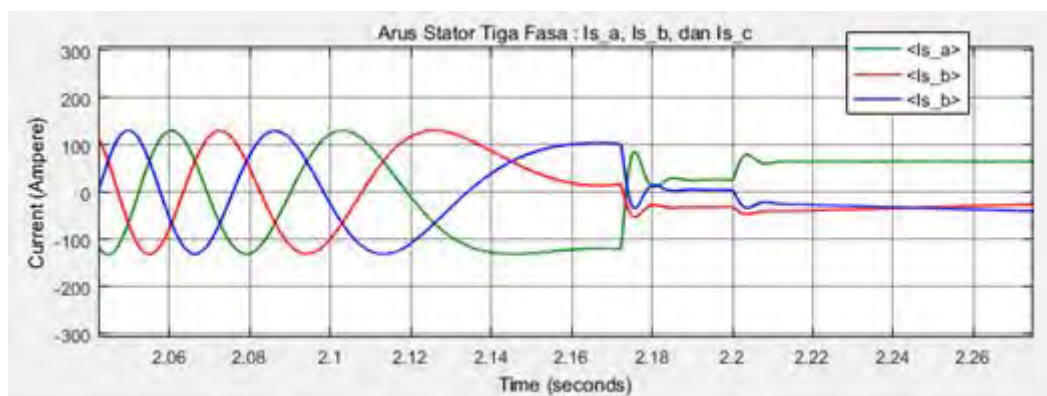
Gambar 4.65. Tampilan Zoom-34 dari Gambar 4.64



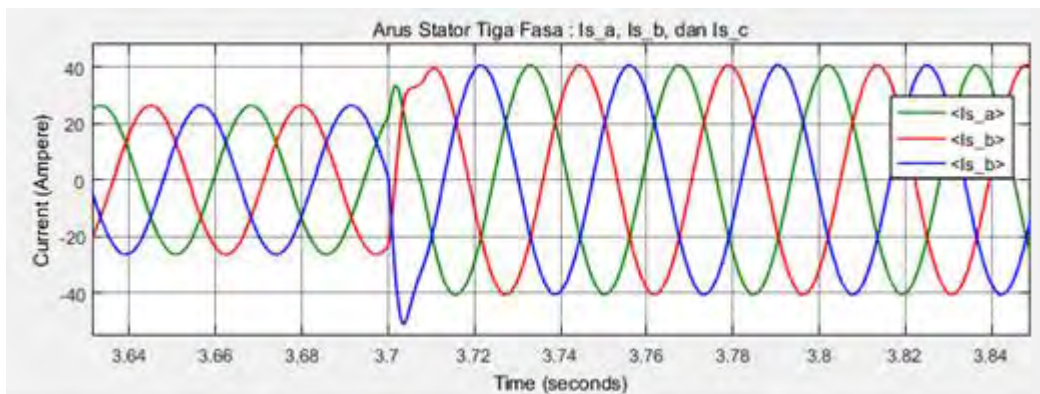
Gambar 4.66. Tampilan *Zoom-35* dari Gambar 4.64



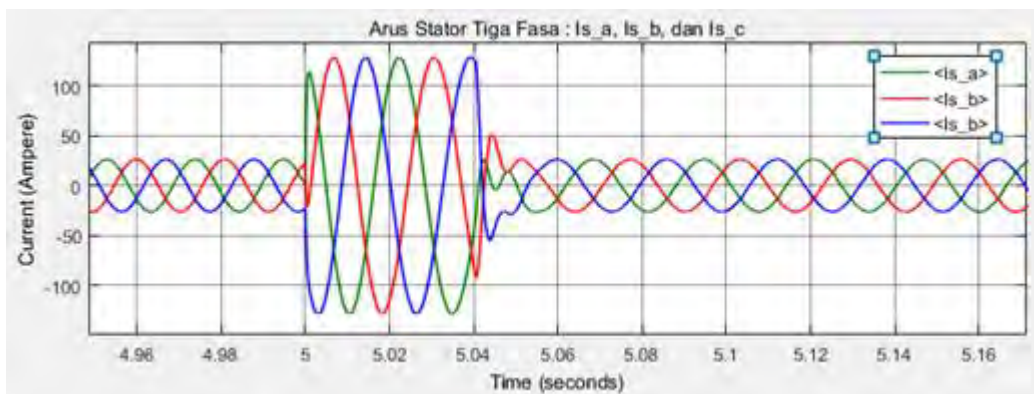
Gambar 4.67. Tampilan *Zoom-36* dari Gambar 4.64



Gambar 4.68. Tampilan *Zoom-37* dari Gambar 4.64



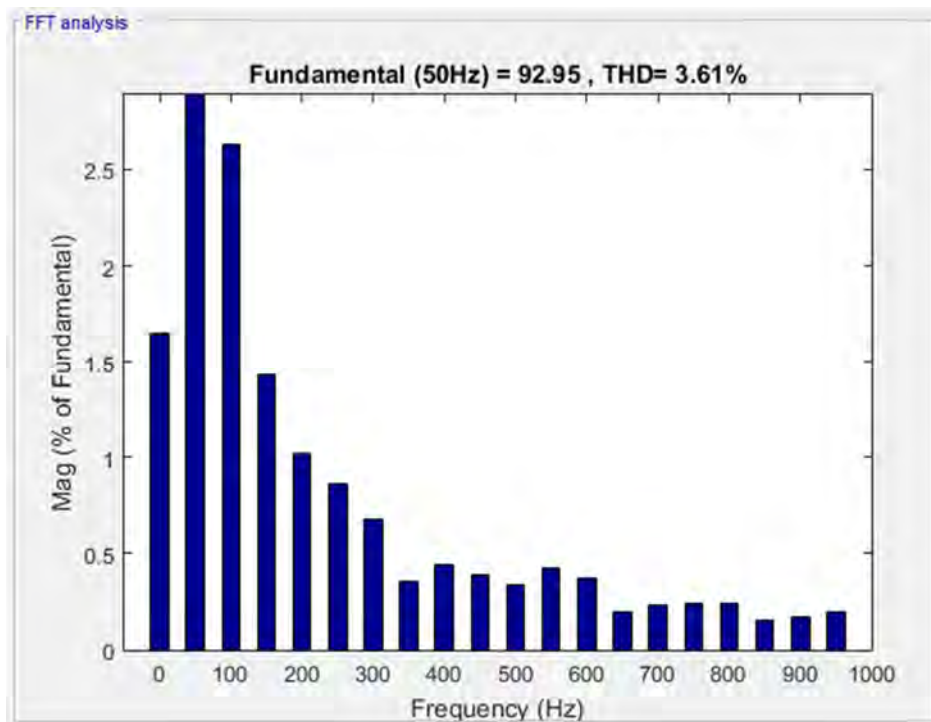
Gambar 4.69. Tampilan Zoom-38 dari Gambar 4.64



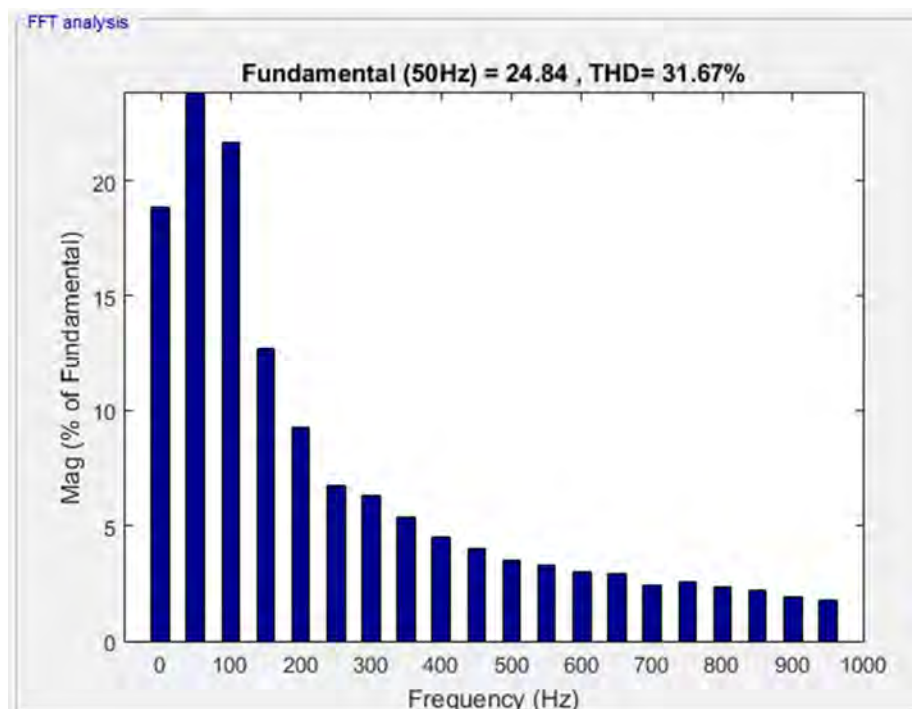
Gambar 4.70. Tampilan Zoom-39 dari Gambar 4.64

Gambar 4.71 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran arus stator motor induksi yang dihitung pada saat $t = 1,7$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 Nm. Dari Gambar 4.71 terlihat bahwa besarnya keluaran arus stator motor induksi pada frekuensi dasar adalah 92,95 ampere (*peak*) dengan THD sebesar 3,65%.

Gambar 4.72 adalah hasil analisis *fourier* untuk mendapatkan spektrum harmonik pada keluaran arus stator motor induksi yang dihitung pada saat $t = 5,35$ detik (1 siklus frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 120 rad/detik dan torsi beban 0 Nm (tanpa beban). Dari Gambar 4.72 terlihat bahwa besarnya keluaran arus stator motor induksi pada frekuensi dasar adalah 24,84 ampere (*peak*) dengan THD sebesar 31,67%.



Gambar 4.71. Spektrum harmonik keluaran arus stator motor induksi pada saat $t = 1,7$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 150 rad/detik dan torsi beban 200 N.m



Gambar 4.72. Spektrum harmonik keluaran arus stator motor induksi pada saat $t = 5,35$ detik (frekuensi dasar 50 Hz) pada kecepatan *steady-state* 120 rad/detik dan torsi beban 0 N.m (tanpa beban)

BAB V

PENUTUP

5.1. Kesimpulan

Dari hasil simulasi *software* Matlab/Simulink dan analisa pembahasan pada Bab IV dapat disimpulkan bahwa perancangan (desain) menggunakan topologi rangkaian CHB *multilevel inverter* sudah memenuhi syarat untuk digunakan sebagai sumber tegangan AC terkendali (*controlled voltage sources*) dalam mensuplai beban motor induksi. Hal ini ditunjukkan dengan terjadinya proses perbaikan kualitas daya dengan bentuk arus stator yang hampir sinusoidal dan tidak membutuhkan rangkaian filter dengan menghasilkan *total harmonic distortion* (THD) sebesar 3,65% (skenario 1) dan 3,61% (skenario 2). Dari hasil simulasi juga terlihat bahwa, metode algoritma FOC motor induksi mampu mengendalikan dan *men-tracking* kecepatan putar rotor motor induksi sesuai dengan sinyal kecepatan referensi yang diinginkan dengan menghasilkan *overshoot* kecepatan sebesar 0,17% dalam waktu 0,62 detik dan sistem mencapai keadaan *steady-state* dalam waktu 0.02 detik setelah transient terjadi (skenario 1).

5.2. Saran dan Kelanjutan Road-map Penelitian

Beberapa saran perbaikan untuk kegiatan penelitian selanjutnya adalah :

- a. Untuk menghasilkan desain yang dapat diimplementasikan secara *real*, maka perlu dilakukan pemodelan komponen sistem yang lebih detail dan metode analisis lebih lanjut (*advance*), karena ada beberapa parameter motor induksi yang berubah karena tempertatur usia pakai.
- b. Pengembangan sumber daya DC yang digunakan pada rangkaian CHB *multilevel inverter* harus dilakukan lebih detail.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Dhameja.S.(2002), "Electric Vehicle Powered Battery Systems", Newnes
- [2] Chan.H.L. & Sutanto.D. (2000), "A New Battery Model for use with Battery Energy Storage Systems and Electric Vehicles Power Systems", *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000*. IEEE (Volume:1).
- [3] Tremblay.O, Dessaint.L, & Dekkiche.A.(2007), "A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles", *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007*. IEEE
- [4] Butterbach,S. Vulturescu,B. Forgez,C. Coquery, G.& Friedrich,G. (2011), "Lead-acid Battery Model for Hybrid Energy Storage", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*
- [5] Kroeze,R.C. & Krein,P.T. (2008), "Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*. IEEE.
- [6] Burke,A.F. (2007), "Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", *Proceedings of the IEEE*, Volume:95 , Issue:4
- [7] Szumanowski,A. Piorkowski,P. & Chang,Y. "Batteries and Ultracapacitors Set in Hybrid Propulsion System", *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG 2007*. International Conference on.IEEE.
- [8] Jinrui. N, Zhifu. W, Qinglian. R, "Simulation and Analysis of Performance of a Pure Electric Vehicle with a Super-capacitor", 1-4244-01 59-3/06/2006 IEEE.
- [9] Rui,X. He,H, Xiaowei,Z. & Yi,W. (2010), "Simulation Study on Hybrid Ultracapacitor-Battery Power System for PHEV", *Future Computer and Communication (ICFCC), 2010 2nd International Conference on* (Volume:1)
- [10] Xu,J. Kang,L. Zhang,Y. (2011), "Design of A Hybrid PV/UC/Batteries System", *Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER), 2011 IEEE International Conference on*.
- [11] Zhang.Y. Jiang.Z. & Yu.X. (2008),"Control Strategies for Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage Systems", *Energy 2030 Conference, ENERGY 2008*. IEEE.
- [12] Miller,J.M. & Smith.R. "Ultracapacitor Assisted Electric Drives For Transportation", *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*. IEEE International (Volume:2).
- [13] Azongha,S. Liu,L. & Li,H. (2008), "Utilizing Ultra-capacitor Energy Storage in Motor Drives with Cascaded Multilevel Inverters" *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008*. 34th Annual Conference of IEEE.
- [14] Arsie,I. Domenico,A. Marotta,M. Pianese,C. Rizzo,G. Sorrentino.M. (2005), "A Parametric Study of The Design Variables For A Hybrid Electric Car With Solar Cells", *Department of Mechanical Engineering, University of Salerno, 84084 Fisciano (SA), Italy*.
- [15] Liu,X. Wang,P. Loh,P.C. Gao,G. &Choo,F.H. (2010), "Control of Hybrid Battery-Ultracapacitor Energy Storage for Stand-alone Photovoltaic System", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*.

- [16] Glavin,M.E. Paul.K.W, Chan,S. Armstrong&Hurley,W.G. (2008), "A Stand-alone Photovoltaic Supercapacitor Battery Hybrid Energy Storage System", *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*. 13th
- [17] Glavin,M.E.& Hurley,W.G.(2007), "Ultracapacitor Battery Hybrid For Solar Energy Storage", *Universities Power Engineering Conference, 2007. UPEC 2007*. 42nd International.
- [18] Tabbache,B. Kheloui,A. Benbouzid,M.E.H. (2010), "Design and Control of the Induction Motor Propulsion of an Electric Vehicle", *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2010 IEEE.
- [19] Chiasson,J.(2005), "Modeling and High Performance Control of Electric Machines", A John Wiley & Sons, Inc., Publication.
- [20] Crowder,R. (2006), "Electric Drives and Electromechanical Systems", First Edition, Elsevier.
- [21] Krishnan.R. (2001), "Electric Motor Drives – Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall.
- [22] Seung-Ki.S. (2011), "Control of Electric Machine Drive Systems", John Wiley & Sons.
- [23] Ong,C.M.(1998), "Dynamic Simulations of Electric Machinery-Using Matlab/Simulink ", Prentice Hall PTR.
- [24] Ned Mohan (2014), "Advance Electric Drives : Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink", John Wiley & Sons, Inc.
- [25] Doncker.R.d.(2011), "Advanced Electrical Drives, Analysis, Modeling, Control", Springer Dordrecht Heidelberg London New York.
- [26] Andrzej, M. & Trzynadlowsky.(2001), "Control of Induction Motors", Academic Press.
- [27] Quang,N.P. & Dittrich,J.A.(2008), "Vector Control of Three-Phase AC Machines", A John Wiley & Sons, Inc., Publication.
- [28] Mishra,A. & Choudhary,P. (2012), "Speed Control Of An Induction Motor By Using Indirect Vector Control Method", *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*.Certified Journal, Volume 2, Issue 12.
- [29] Wang,Z.S. & Ho,S.L."Indirect Rotor Field Orientation Vector Control for Induction Motor Drives in the Absence of Current Sensors", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006*. CES/IEEE 5th International (Volume:3).
- [30] Christopher,R.I. Gerald R.P. Prasanna, &M. Arul. (2010), "Improved Indirect Rotor Flux Oriented Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives", *International Journal on Recent Trends in Engineering & Technolo*, May2010, Vol. 3 Issue 3, p25.
- [31] Liuping Wang, Shan Chai, Dae Yoo, Lu Gan and Ki Ng (2015), "PID and Predictive Control of Electric Drives and Power Converter Using Matlab/Simulink", John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd.
- [32] Muhammad H. Rashid (2011), "Power Electronics Handbook : Devices, circuits, and Applications", Butterworth-Heinemann, Elsevier
- [33] Wu,B.(2006), "High-Power Converters and AC Drives", A John Wiley & Sons, Inc., Publication.

- [34] Luo,L.F. & Ye,H.(2010), "Power Electronics, Advanced Conversion Technologies", CRC Press.
- [35] Du,Z, Leon.M, Tolbert, John.N, Chiasson, & Özpineci.B.(2006), "A Cascade Multilevel Inverter Using a Single DC Source", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*. Twenty-First Annual IEEE.
- [36] Chithra,M. & Dasan,B.S.G, (2011), "Analysis of Cascaded H Bridge Multilevel Inverters with Photovoltaic Arrays", *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT)*, 2011 International Conference on. IEEE.
- [37] Gholinezhad,J. & Noroozian,R.(2013), "Analysis of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter in DTC-SVM Induction Motor Drive for FCEV". *Journal of Electrical Engineering Technology*, Vol. 8, No. 2: 304-315.
- [38] Liu,L. Zhou,Y. Li, H. (2010), "Coordinated Active and Reactive Power Management Implementation Based on Dual-stage PLL Method for Grid-connected PV System with Battery", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010 IEEE.
- [39] Khoucha,F. Lagoun,S.M.Marouani,K. Kheloui,A. & Benbouzid,E.H.M. (2010), "Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel-Inverter Induction-Motor-Drive Direct Torque Control for Automotive Applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*.IEEE.
- [40] Zygmanski,M. Grzesik,B. & Michalak,J. "Power Conditioning System with Cascaded H-Bridge Multilevel Converter – DC-link Voltage Balancing Method", *Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Proceedings of the 2011-14th European Conference on. IEEE.
- [41] Kavitha,M. Arunkumar,N. &Gokulnath,S.A & Ragavendiran,A. "Single Phase PV Cell Fed H-Bridge MultilevelInverter Using BoostConverter", *International Journal of Scientific & Engineering Research*. IJSER.
- [42] Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Ángel Rodríguez, Óscar Alonso, José Ramón Torreal day (2006), "DC Voltage Balancing for PWM Cascaded H-Bridge Converter Based STATCOM", 1-4244-0136-4/06/2006 IEEE
- [43] Sergio Vazquez, Jose I. Leon, Leopoldo G. Franquelo, Jose J. Padilla, and Juan M. Carrasco, (2009), "DC-Voltage-Ratio Control Strategy for Multilevel Cascaded Converters Fed With a Single DC Source", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 56, NO. 7, JULY 2009.
- [44] S. Vazquez; J.I. Leon; J.M. Carrasco; L.G. Franquelo; E. Galvan; J.A. Sanchez; E. Domínguez, (2008), "Controller Design for a Single-Phase Two-Cell Multilevel Cascade H-Bridge Converter", 978-1-4244-1666-0/08/2008 IEEE.

BIOGRAFI PENULIS



Muhamad Otong dilahirkan di Rangkasbitung, 19 Maret 1972. Penulis adalah anak ke-enam dari delapan bersaudara pasangan Hanapi dan Sami. Penulis menyelesaikan Sekolah Dasar di SD Negeri 1 Rangkasbitung (tahun 1979-1985), SMP Negeri 2 Rangkasbitung (tahun 1985-1988), dan SMA Negeri 1 Rangkasbitung (tahun 1988-1991).

Penulis pernah bekerja di industri bijih plastik *propilene* di bagian *Quality Control (QC)* PT.Argha Karya Prima Industri Bogor Jawa Barat (1991-1993). Kemudian, penulis melanjutkan pendidikan S-1 Jurusan Teknik Elektro di Universitas Sriwijaya (UNSRI) Palembang (tahun 1993-1999). Setelah itu, penulis bekerja di industri *printing and packaging* Arab Saudi sebagai *Electrical Engineer* (tahun 2001-2003). Kemudian, diterima sebagai Dosen Jurusan Teknik Elektro Universitas Sultan Ageng Tirtayasa (UNTIRTA) di Banten (tahun 2015-sampai sekarang). Kini Penulis diberi kesempatan melanjutkan sekolah Magister Teknik Elektro Bidang Keahlian Teknik Sistem Tenaga pada Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya dengan Beasiswa Dosen BPPS Dikti tahun 2010. Selama kuliah di ITS, secara intensif Penulis melakukan riset mobil listrik, *elektric drive systems*, *reneweable energy*, rangkain konverter elektronika daya, mesin-mesin listrik, sistem tenaga listrik, dan sistem kontrol.

Penulis dapat dihubungi pada nomor handphone : 081385850644.